R
F 7414/E

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA" TIMIȘOARA

27. 1982.

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 27 (41) Fascicola 1

IANUARIE–IUNIE
1982

Cititorii din străinătate se pot abona prin

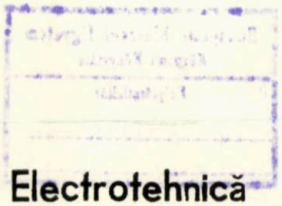
ILEXIM,

Serv. Export-import presă – Press Department

str. 30 Decembrie nr. 3–5 – P.O.B. 136–137

Bucharest – Romania

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA"
TIMIȘOARA



Electrotehnică

Tom 27 (41) Fascicula 1

IANUARIE–IUNIE
1982

KÖNYVTÁRA
FOLYÓIRATOK

1989

Budapesti Műszaki Egyetem
Központi Könyvtára
Folyóiratlelt.
P 59/1989

BUDAPESTI MŰSZAKI EGYETEM KÖZPONTI KÖNYVTÁRA 1848

COLEGIUL DE REDACŢIE

Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. dr. ing. GHEORGHE CREŢU, Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAŞ — redactor şef, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM, m.c. al Acad. R.S.R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRSTICI, Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVACS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREŞAN, Conf. dr. ing. IOAN NIŢĂ. Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ŞORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU — secretar de colegiu

COMITETUL DE REDACŢIE

III. *Electrotehnica*

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREŞAN, Prof, dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ŞORA — redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEC — redactor responsabil adj., Prof. dr. ing. OVIDIU CRIŞAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Prof. dr. ing. VLAD VAZDAUŢEANU — secretar de redacţie

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia“ Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 27 (41) **Fascicula 1—1982**

SUMAR

APARATE ŞI MAŞINI ELECTRICE

E. Nica, A. Gerner: Corelaţia între parametrii invertorului şi ai maşinii electrice, într-o schemă MECS 5
E. Nica: Studiul funcţionării MECS, considerat ca maşina electrică sincronă 13
V. Heşca: Dependenţa dintre alunecările a două maşini asincrone identice cuplate rigid, funcţionînd una în regim de motor iar cealaltă ca generator 19
I. Delesega: Cîmpul magnetic al capetelor de bobină a unui rotor supraconductor 25
V. Heşca: Studiul unei scheme cu compensator sincron de încercare a motoarelor asincrone 31
M. Babeseu: Calculul caracteristicilor generatorului asincron autoexcitat.. 39

ACŢIONĂRI ELECTRICE ŞI UTILIZAREA ENERGIEI ELECTRICE

E. Hauler, L. Bokor, St. Görbe, I. Stacescu: Comanda tiristorizată a locomotivelor de mină alimentate de la fir de contact în curent alternativ 47
E. Hauler, L. Bokor, St. Görbe, I. Stacescu: Comanda tiristorizată pentru locomotive de mină cu acumulatori 52

ELECTROENERGETICĂ

A. Buta: Cîteva puncte de vedere în legătură cu planificarea reţelelor electrice de transport 59

ELECTRONICĂ ŞI TELECOMUNICAŢII

M. Ciugudean, I. Köles: Contribuţii la studiul şi calculul amplificatorului operaţional cu caracteristică de transfer cu pantă monoton variabilă 67
V. Tiponuţ, A. Stoian: Generator de tensiune triunghiulară 71

CALCULATOARE

Al. Rogojan, M. Checeanu, D. Florea, I. Moş: Sistem de achiziţii de date 75
V. Creţu: Studiu asupra limbajelor de programare pentru mini şi microsisteme de calcul. Tendinţe actuale 85
V. Creţu: Limbaje de programare, translatoare şi metode pentru implementarea lor 91

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 27 (41) **Fascicula 1—1982**

SOMMAIRE

APPAREILLES ET MACHINES ELECTRIQUES

E. Nica, A. Gerner : The relationship between the inverter's and electrical machine's parameters in a EMSC scheme 5
E. Nica : Etude du fonctionnement d'une MECS considérée comme une machine électrique synchrone 13
V. Heşca : The dependency between the slips of two identical asinchronous machines rigidly coupled functioning as a motor and the other as a generator 19
I. Delesega : The magnetic field of a superconducting rotor end connections 25
V. Heşca : On a scheme with a sinchronous compensator testing the asinchronous motors 31
M. Babescu : Le calcul des caracteristiques de la geratrice asynchrone auto-excitatrice 39

ASSERVISSEMENTS ÉLECTRIQUES ET UTILISATION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

E. Hauler, L. Bokor, St. Görbe, I. Stacescu : Thyristorsteuerung für Fahrleistungsgespeiste Wechselstromgrubenlokomotiven 47
E. Hauler. L. Bokor, St. Görbe, I. Stacescu : Thyristorsteuerung für akkumulatorgespeiste Grubenlokomotiven 52

ELECTROÉNERGETIQUE

A. Buta : Einige Gesichtspunkte bezüglich die Planung der elektrischen Netzen 59

ELECTRONIQUE, TÉLÉCOMMUNICATIONS

M. Ciugudean, I. Köles : Contributions à l'étude et à la projection de l'amplificateur opérationel avec caractéristique de transfér à pante monotonement variable 67
V. Tiponuţ, A. Stoian : Triangular wave generator 71

ORDINATEURS

Al. Rogojan, M. Checeanu, D. Florea, I. Moş : Data acquisition system 75
V. Creţu : A study on programming languages for mini and microsystems. Actualy tendencies 85
V. Creţu : A study on programming languages, translators and their implementation methods 91

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 27 (41) **Fascicula 1—1982**

CORELAŢIA ÎNTRE PARAMETRII INVERTORULUI ŞI AI MAŞINII ELECTRICE, ÎNTR-O SCHEMĂ MECS

DE

ELENA NICA, ANCA GERNER

1. Introducere

Maşina electrică cu comutaţie statică — MECS — ansamblu alcătuit dintr-o maşină electrică sincronă şi un invertor cu frecvenţă reglabilă, are forma şi valoarea tensiunii de alimentare dependente atît de invertor cît şi de maşina electrică [2].

În lucrare se stabilesc relaţiile de legătură între mărimile caracteristice maşinii electrice şi mărimile specifice funcţionării invertorului.

Se analizează de asemenea, pe baza unui program de calcul, influenţa diferitelor posibilităţi de comandă, asupra funcţionării MECS, în regim de comutaţie naturală.

2. Consideraţii teoretice

În figura 1 este prezentată schema electrică a unei MESC trifazate, invertorul fiind de curent constant, cu schema în punte trifazată semicomandată.

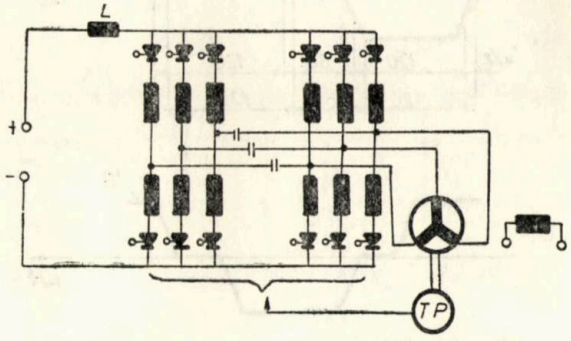


Fig. 1. Schema electrică a MECS trifazate.

Valoarea medie a tensiunii continue de alimentare a MECS este, în acest caz, [3] :

$$U_{cc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_b \cos\left(\gamma - \frac{u}{2}\right) \cos\frac{u}{2} \qquad (1)$$

Curentul continuu absorbit de ansamblul invertor — maşină electrică considerat, are valoarea medie [5] :

$$I_{cc} = \sqrt{6}\,\frac{U_b}{X_e} \sin\left(\gamma - \frac{u}{2}\right) \sin\frac{u}{2} \qquad (2)$$

În relațiile (1) și (2) , U_b reprezintă amplitudinea armonicii fundamentale a tensiunii la borne iar X_c, reactanța circuitului de comutație.

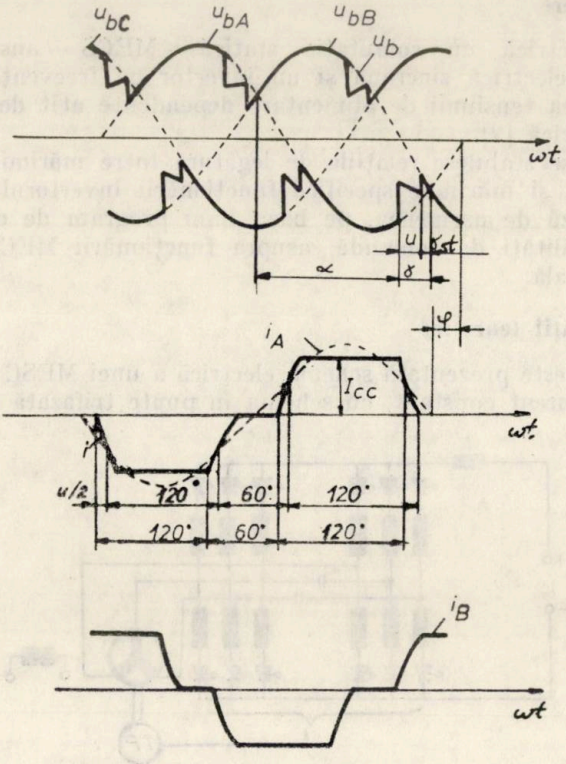
Perioada de comutație reprezintă, pentru mașina electrică, un regim de scurtcircuit bifazic [1]. Reactanța de comutație este deci egală cu reactanța supratranzitorie longitudinală, respectiv cu reactanța tranzitorie longitudinală, la mașini electrice cu sau fără înfășurare de amortizare.

Variația în timp a mărimilor de linie, respectiv, la scara corespunzătoare, a mărimilor de fază-tensiuni la borne și curenți — este indicată în figura 2.

Funcționarea invertorului considerat este descrisă prin următoarele relații între mărimile caractersitice :

$$\alpha = \pi - \gamma \tag{3}$$

$$\gamma = u + \gamma_{st} = u + \gamma_{st\,min} + \Delta\gamma) \tag{4}$$



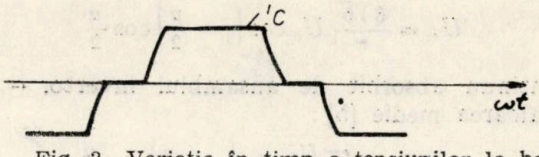


Fig. 2. Variația în timp a tensiunilor la borne și curenților mașinii electrice, în schema MECS.

$$1-\cos u_0=\cos\alpha-\cos(\alpha+u) \tag{5}$$

$$\gamma-u \geqslant \gamma_{rev} \tag{6}$$

$$\gamma_{rev}=2\pi n t_{rev} \tag{7}$$

t_{rev} fiind timpul de revenire al tiristoarelor.

Cunoscînd expresia unghiului de suprapunere inițial u_0 [5], tensiunea de alimentare a MECS devine :

$$U_{cc}=\frac{3}{\pi}(\sqrt{6}U_b\cos\gamma+I_{cc}X_c) \tag{8}$$

Din analiza relațiilor (2)—(8) rezultă deci faptul că funcționarea invertorului este definită prin unghiurile γ, u, γ_{st}, γ_{rev}.

Curentul continuu I_{cc}, absorbit de invertor, este distribuit ciclic în cele trei faze ale mașinii electrice, sub forma unor curenți alternativi i_A, i_B, i_C, cu amplitudinea I_{cc}. Armonicile fundamentale i ale acestor trei curenți alternativi sînt defazate între ele cu $2\pi/3$.

Defazajul dintre armonicile fundamentale ale curentului de fază ,i, și ale tensiunii de fază la bornele mașinii electrice, u_{b1}, este $(\varphi+\pi)$ (Fig. 2).

Considerînd curenții de fază practic trapezoidali, unghiul de defazaj φ se poate exprima prin :

$$\varphi=\gamma-\frac{u}{2} \tag{9}$$

Prezența simultană a tuturor armonicilor curentului de fază, în funcționarea MECS, poate fi abordată în mod simplificat [4].

Se consideră, pe de o parte, căderea de tensiune pe reactanța supratranzitorie X'' (respectiv, pe reactanța tranzitorie X', în absența înfășurărilor de amortizare) a mașinii electrice determinată de toate armonicile curentului de fază ; pe de altă parte, reactanța corespunzătoare doar armonicii fundamentale I a curentului de fază se reduce la (X_s-X''), respectiv la (X_s-X')).

Prin descompunere în serie Fourier a curbei de variație în timp a curentului de fază absorbit de mașina electrică, se obține :

$$I_{cc}=\frac{\pi}{2\sqrt{6}}\cdot\frac{u}{\sin\frac{u}{2}}I \tag{10}$$

Diagrama fazorială a MECS (Fig. 3) corespunde diagramei fazoriale simplificate a unei mașini electrice sincrone cu poli proeminenți, cu înfășurare de amortizare, în regim de motor sincron supraexcitat.

Unghiul de defazaj dintre armonica fundamentală a solenației de excitație $\underline{\theta}_E$ și a celei de reacție $\underline{\theta}_a$ rezultă cu valoarea $\left(p\beta_{med}-\frac{u}{2}\right)$ iar unghiul de defazaj dintre armonicile fundamentale ale tensiunii induse $\underline{U}_e$ și curentului de fază $\underline{I}$, cu valoarea $\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)$, pe baza unor considerente identice cu cele de la stabilirea valorii unghiului φ.

Unghiul $p\beta_{med}$ (p fiind numărul perechilor de poli al mașinii electrice), reprezentînd valoarea medie a două unghiuri limită $p\beta_{max}$ și $p\beta_{min}$, se datorește prezenței unui număr finit de elemente semiconductoare în schema comutatorului static.

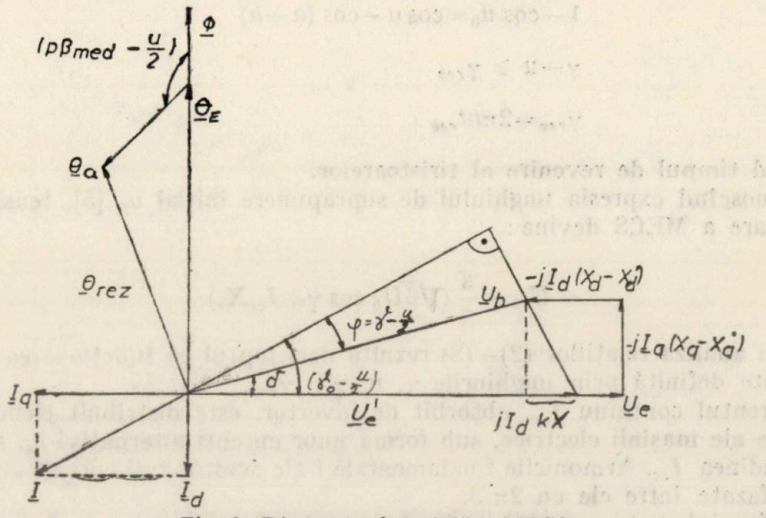


Fig. 3. Diagrama fazorială a MECS.

Din diagrama fazorială se calculează :

$$U_b = \{[U_e - I_d (X_d - X_d'')]^2 + I_q^2 (X_q - X_q'')^2\}^{1/2} \tag{11}$$

$$\delta = \left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) - \varphi = \gamma_0 - \gamma \tag{12}$$

$$\varphi = \left(p\beta_{med} - \frac{u}{2}\right) - \delta - \frac{\pi}{2} \tag{13}$$

$$\sin \delta = \frac{I_q (X_q - X_q'')}{U_b} \tag{14}$$

$$\cos \delta = \frac{U_e - I_d (X_d - X_d'')}{U_b} \tag{15}$$

$$I_d = I \sin \left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \tag{16}$$

$$I_q = I \cos \left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \tag{17}$$

Se notează :

$$X_d - X_d'' = X \tag{18}$$

$$X_q / X_d = k_q \tag{19}$$

$$X_q'' / X_d'' = k_a \tag{20}$$

$$X_q - X_q'' = kX \tag{21}$$

Prin rezolvarea sistemului de ecuaţii (12), (14)—(17), ţinînd cont de notaţiile (18)—(21), se obţine :

$$\cos \varphi = \frac{U_e - (1-k)\, IX \sin \left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right)}{U_b} \cos \left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \tag{22}$$

respectiv, cu (11):

$$\cos\varphi=\frac{\left[1-\frac{IX}{U_e}\left((1-k)\sin\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)\right]\right]\cos\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)}{\left\{1-2\frac{IX}{U_e}\sin\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)+\left(\frac{IX}{U_e}\right)^2\left[\sin^2\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)+k^2\cos^2\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)\right]\right\}^{1/2}} \tag{23}$$

Relaţia (23) indică prezenţa, în diagrama fazorială, a vectorului $\underline{U}'_e$, de mărime:

$$U'_e=U_e-(1-k)\,IX\sin\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)=U_e-I_dX+I_dkX \tag{24}$$

relaţia de legătură între U'_e şi U_a fiind:

$$U'_e\cos\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)=U_b\cos\left(\gamma-\frac{u}{2}\right) \tag{25}$$

Din analiza relaţiilor (12)–(17), (22)–(25) rezultă faptul că funcţionarea maşinii electrice este definită prin unghiurile

$$\left(\delta_0-\frac{u}{2}\right),\ \left(p\beta_{med}-\frac{u}{2}\right).$$

Corelaţia dintre mărimile caracteristice funcţionării invertorului şi cele caracteristice funcţionării maşinii electrice se stabileşte din condiţia egalităţii dintre puterea electrică absorbită de invertor:

$$P_{cc}=U_{cc}I_{cc} \tag{26}$$

şi puterea electrică absorbită de maşina electrică trifazată:

$$P_{alt}=3\,U_bI\cos\varphi \tag{127}$$

considerînd pierderile în invertor neglijabile.

Se obţine astfel relaţia de legătură dintre unghiurile γ, γ_0 şi u:

$$\cos\gamma=\frac{2\frac{U'_e}{U_{ef}}\cos\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)\frac{1}{u}\sin\frac{u}{2}-\frac{\pi}{12}\,u\,\frac{1}{\sin\frac{u}{2}}\frac{IX}{U_{ef}}\frac{X''_d}{X}}{\frac{U_b}{U_{ef}}} \tag{28}$$

respectiv, dintre unghiurile γ_{st}, γ_0 şi u:

$$\cos\gamma_{st}=\frac{2\frac{U'_e}{U_{ef}}\cos\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right)\frac{1}{u}\sin\frac{u}{2}+\frac{\pi}{12}\,u\,\frac{1}{\sin\frac{u}{2}}\frac{IX}{U_{ef}}\frac{X''_d}{X}}{\frac{U_b}{U_{ef}}} \tag{29}$$

Luînd în considerare valoarea maximă a tensiunii electromotoare induse în înfăşurarea statorică, de cîmpul magnetic de excitaţie rotoric:

$$\sqrt{2}\,U_e=\sqrt{2}\,U_{ef}\sin p\beta_{med} \tag{30}$$

unde U_{ef} este tensiunea electromotoare de fază indusă în înfăşurarea statorică, la maşina electrică clasică, se obţine:

$$\frac{U'_e}{U_{ef}}=\sin p\,\beta_{med}-\frac{IX}{U_{ef}}(1-k)\sin\left(\gamma_0-\frac{u}{2}\right) \tag{31}$$

$$\frac{U_b}{U_{ef}} = \left\{\sin^2 p\beta_{med} - 2\frac{IX}{U_{ef}}\sin\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right)\sin p\beta_{med} + \left(\frac{IX}{U_{ef}}\right)^2\left[\sin^2\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) + \right.\right.$$

$$\left.\left. + k^2\cos^2\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right)\right]\right\}^{1/2} \qquad (32)$$

Sistemul de ecuaţii (28), (29), (31) şi (32) stabileşte corelaţia între parametrii invertorului şi ai maşinii electrice, în schema MECS considerată.

3. Analiza funcţionării MECS

În regim de comutaţie naturală, funcţionarea MECS este influenţată de variaţia unghiurilor de comandă caracteristice γ_{st}, γ şi $p\beta_{med}$.

Considerînd mărimea IX/U_{ef} variabilă independentă, soluţia interativă a sistemului de ecuaţii (28), (29), (31) şi (32) reprezintă valorile unghiurilor u, γ, γ_0, γ_{st} şi $p\beta_{med}$, parametrii de calcul fiind, succesiv, γ_{st}, γ şi $p\beta_{med}$.

Pentru calcul se admit ca mărimi constante cunoscute: p, X_d, X''_d, k.

Se poate astfel analiza corelaţia între parametrii invertorului şi ai maşinii electrice, funcţionînd în schema MECS considerată.

Curbele de variaţie ale unghiurilor caracteristice, obţinute în urma calculelor efectuate cu calculatorul FELIX C 256, sînt prezentate în cele ce urmează.

Datele nominale ale maşinii electrice sincrone considerate sînt:

$P_{mN}=10\ 500$ kW — $x_d=1{,}385$ u.r.

$\eta_N=97{,}725\%$ — $x_q=0{,}695$ u.r.

$\cos\varphi_N=0{,}9$ — $x''_q=0{,}198$ u.r.

$U_{bN(l)}=6$ kV — $x''_d=0{,}1635$ u.r.

$n_N=1\ 000$ rpm

$f_N=50$ Hz

Tiristoarele invertorului au $t_{rev}=111{,}11$ μs.

În figura 4, parametrul fiind unghiul γ_{st}, se constată prezenţa a două zone de funcţionare posibilă. Corespunzător, valorile unghiurilor de comandă γ şi $p\beta_{med}$ se încadrează în domenii de reglare distincte.

În figura 5, pentru parametrul γ s-au considerat două valori diferite, sesizîndu-se astfel comportarea zonală a schemei MECS în acest regim de funcţionare.

Regimul de funcţionare avînd ca parametru unghiul $p\beta_{med}$ este caracterizat prin curbe de variaţie ale unghiurilor u, γ, $\gamma_0-\frac{u}{2}$, γ_{st} similare celor reprezentate în figura 6, pentru întreg domeniul de reglare al unghiului $p\beta_{med}$.

Dintre cele trei posibilităţi de comandă analizate, aplicabilitate practică au ultimele două.

Realizarea condiţiei $\gamma_{st}=$cst prezintă mari dificultăţi, deoarece unghiul γ_{st} este accesibil doar după consumarea perioadei de comutaţie şi este dependent de unghiul de comutaţie u, variabil de asemenea cu sarcina.

4. Concluzii

Relaţiile care definesc funcţionarea invertorului în regim de comutaţie naturală, precum şi relaţiile de funcţionare a maşinii electrice sincrone în regim staţionar, sînt dependente unele de altele. Dependenţa este relevată de corelaţia

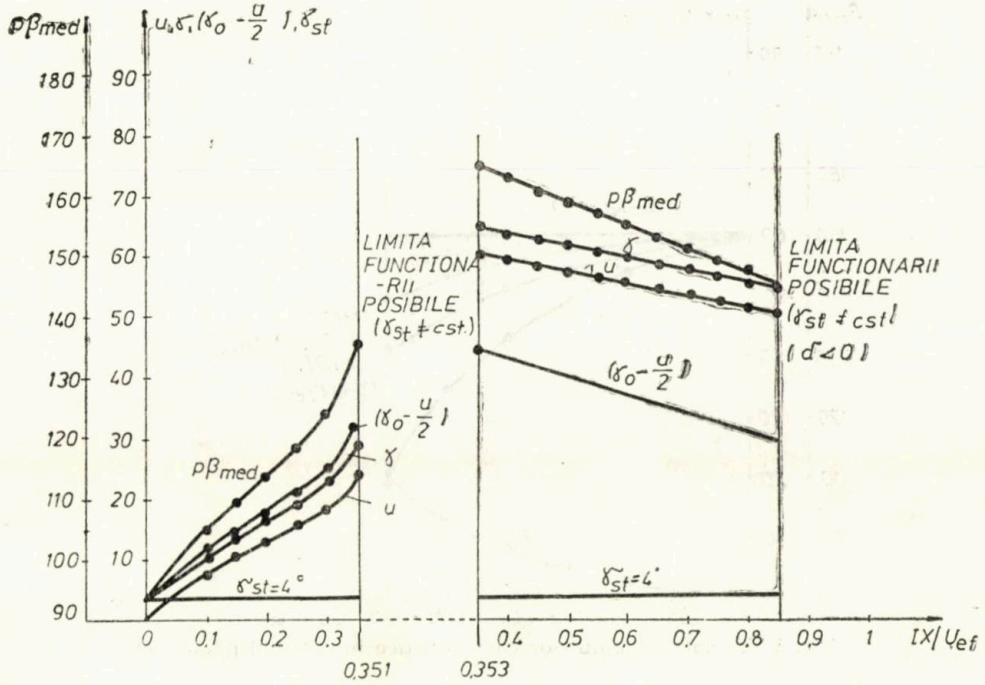


Fig. 4. Variația unghiurilor caracteristice în regimul γ_{st} =cst.

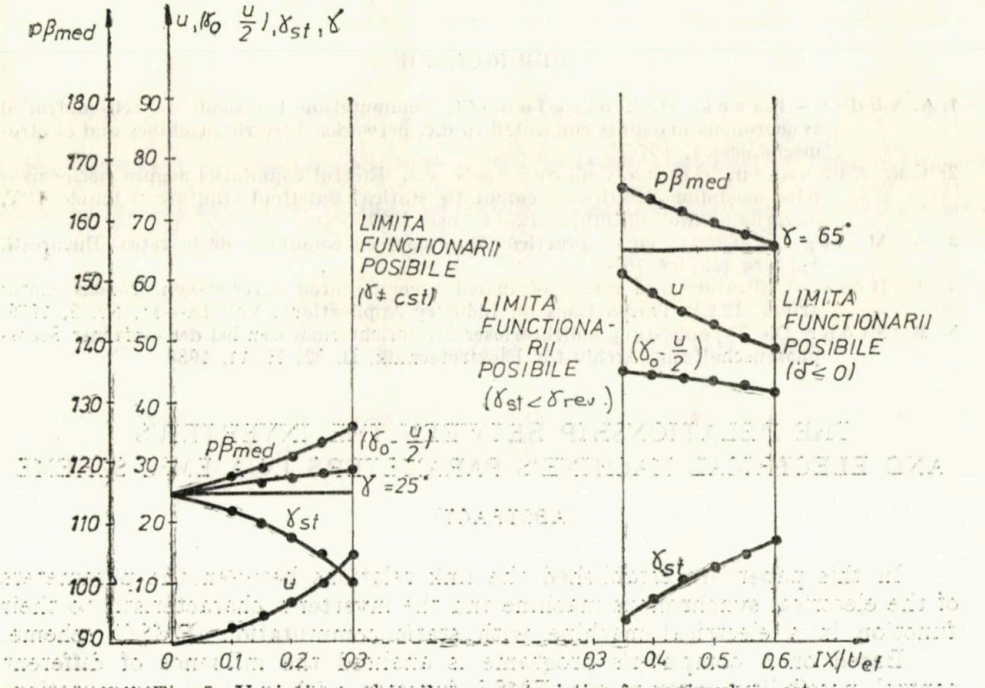


Fig. 5. Variația unghiurilor caracteristice în regimul γ=cst.

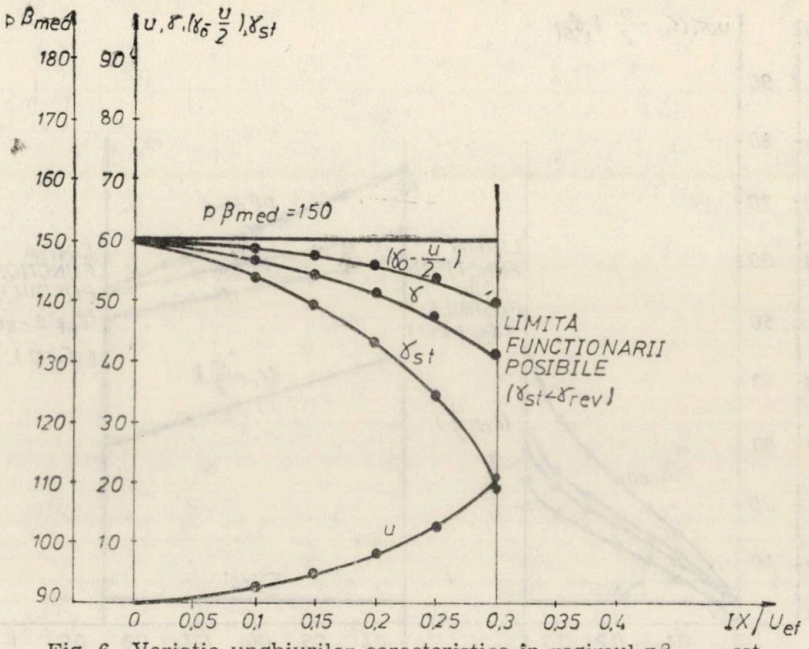


Fig. 6. Variația unghiurilor caracteristice în regimul $p\beta_{med} = cst.$

între parametrii, specifici funcționării într-o schemă MECS, ai invertorului și ai mașinii electrice.

Caracteristicile și performanțele mașinii electrice cu comutație statică sînt deci influențate de prezența comutatorului static.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Abdel – Razek, M. Poloujadoff, Commutation transients in self-controlled synchronous machines connected to d.c. networks. Electric machines and electromechanics, 1, 1976.
2. Gh. Atanasiu, Elena Cojocaru-Nica, Efectul comutației asupra performanțelor mașinilor electrice cu comutație statică. Buletinul științific și tehnic IPT, lucrările sesiunii științifice 12—15 mai 1977.
3. G. Möltgen, Tiristoarele în practică. Mutatoare cu comutație de la rețea. București, Editura tehnică 1970.
4. J. Rosa, Utilization and rating of machine commutated inverter-synchronous motor drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA—15, Nr. 2, 1979.
5. M. Stöhr, Die Typenleistung kollektorloser Stromrichtermotoren bei der einfacher Sechsphasenschaltung. Archiv für Elektrotechnik, B. 32, H. 11, 1938.

THE RELATIONSHIP BETWEEN THE INVERTER'S AND ELECTRICAL MACHINE'S PARAMETERS IN A EMSC SCHEME

(ABSTRACT)

In this paper are established the link relations between the parameters of the electrical synchronous machine and the inverter's, characteristic to their function in a electrical machine with static commutation (EMSC) scheme.

Based on a computer's programe is analised the influence of different control possibilitys againts the EMSC function with natural commutation.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 27 (41) Fascicula 1—1982

STUDIUL FUNCŢIONĂRII MECS, CONSIDERATĂ CA MAŞINĂ ELECTRICĂ SINCRONĂ

DE

ELENA NICA

1. Introducere

În funcţionarea maşinii electrice cu comutaţie statică, MECS, prin intermediul traductorului de poziţie şi al distribuitorului de impulsuri de comandă a invertorului, se realizează o dependenţă rigidă între viteza de rotaţie a cîmpului magnetic învîrtitor statoric şi poziţia rotorului [3].

Prin urmare, MECS poate fi considerată ca o maşină electrică sincronă, fiind alimentată cu tensiune alternativă, de la invertor, şi avînd frecvenţa tensiunii de alimentare dependentă de turaţia maşinii electrice.

În prezenta lucrare se analizează regimul de funcţionare a MECS, constituit dintr-o succesiune de perioade de conducţie şi de comutaţie [1], utilizînd ecuaţiile stabilite în teoria celor două axe.

2. Premize de studiu

În figura 1 este reprezentată variaţia în timp a mărimilor de fază — tensiune la borne şi curent — ale maşinii electrice sincrone din schema MECS [5], alimentate printr-un invertor de curent constant de tipul punte trifazată semicomandată.

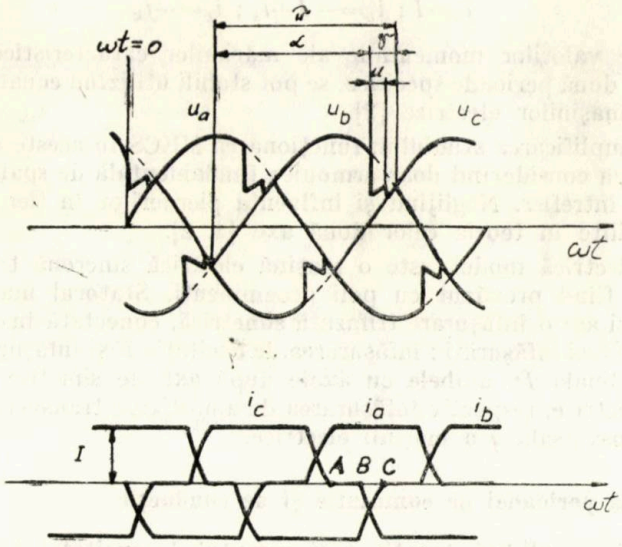


Fig. 1. Succesiunea periodicelor de conducţie şi de comutaţie, în funcţionarea MECS.

Perioada de conducţie corespunde intervalului AB din figura 1. În timpu perioadei de conducţie, curentul constant I străbate două faze ale maşinii electrice, curentul prin cea de a treia fază fiind nul:

$$i_a = I\ ;\ i_b = -I\ ;\ i_c = 0 \qquad (1)$$

Tensiunile fazelor în conducţie sînt sinusoidale.

Pentru maşina electrică, perioada de conducţie reprezintă un regim de încărcare asimetrică (Fig. 2a).

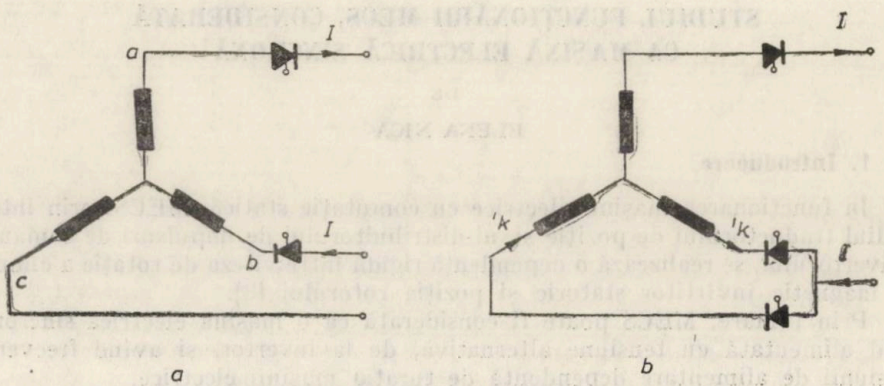


Fig. 2. Circuitele echivalente ale MECS:
a — Perioada de conducţie; b — Perioada de comutaţie.

Perioada de comutaţie corespunde intervalului BC din figura 1.

Tensiunile fazelor care comută, fiind determinate de semisuma tensiunilor de fază din ramurile tiristoarelor care iau parte la comutaţie, sînt de asemenea sinusoidale.

Pentru maşina electrică, perioada de comutaţie reprezintă un regim de scurtcircuit între două faze (Fig. 2b), curenţii în cele trei faze fiind:

$$i_a = I\ ;\ i_b = -I + i_k\ ;\ i_c = -i_k \qquad (2)$$

Expresiile valorilor momentane ale mărimilor caracteristice funcţionării MECS, în cele două perioade specifice, se pot stabili utilizînd ecuaţiile sub forma generală ale maşinilor electrice [2].

Pentru simplificarea studiului, funcţionarea MECS în aceste două perioade se poate analiza considerînd doar armonica fundamentală de spaţiu a cîmpului magnetic din întrefier. Neglijînd şi influenţa pierderilor în fier, se utilizează ecuaţiile stabilite în teoria celor două axe [4, 2].

Maşina electrică model, este o maşină electrică sincronă trifazată, standard, rotorul fiind prevăzut cu poli proeminenţi. Statorul maşinii electrice este simetric şi are o înfăşurare trifazată simetrică, conectată în stea. Pe rotor sînt amplasate trei înfăşurări: înfăşurarea de excitaţie E şi înfăşurarea de amortizare longitudinală D, ambele cu axele după axa de simetrie longitudinală d a maşinii electrice, respectiv înfăşurarea de amortizare transversală Q, cu axa după axa transversală q a maşinii electrice.

3. Analiza perioadei de comutaţie şi de conducţie

În timpul comutaţiei, turaţia n şi curentul de excitaţie I_{E0}, ale maşinii electrice, sînt constante.

Considerînd că procesul de comutaţie are loc între fazele b şi c ale maşinii electrice (Fig. 1), ecuaţia tensiunilor este :

$$u_{bcr}=(-I_r+i_{kr}-i_{kr})r_r+\frac{d\psi_{bcr}}{dt_r}=0. \tag{3}$$

Prin integrare, pe întreaga durată a scurtcircuitului, se obţine :

$$\psi_{dbcr}=\psi_{bcr0}+I_r r_r t_{kr} \tag{4}$$

unde t_{kr} reprezintă timpul de comutaţie.

Indicele „r" indică valorile relative iar indicele „0" — valorile înaintea scurtcircuitului, ale mărimilor respective.

Ţinînd cont de ecuaţiile stabilite în teoria celor două axe, de relaţiile de transformare pentru fluxuri şi curenţi şi de faptul că, înaintea scurtcircuitului efectul înfăşurărilor de amortizare D şi Q este nul, se obţine :

$$\psi_{dr}\sin\vartheta+\psi_{qr}\cos\vartheta=-I_{Er0}\sin\vartheta_0+\left(I_r\cos\vartheta_0-\frac{1}{\sqrt{3}}I_r\sin\vartheta_0\right)X_{dr}\sin\vartheta_0-$$

$$-\left(I_r\sin\vartheta_0+\frac{1}{\sqrt{3}}I_r\cos\vartheta_0\right)X_{qr}\cos\vartheta_0+\frac{1}{\sqrt{3}}I_r r_r t_{kr}. \tag{5}$$

Unghiul $\sqrt{\vartheta}$ caracterizează poziţia rotorului, fiind unghiul dintre axa d şi axa de referinţă.

Rezultă, pentru curentul de comutaţie, următoarea expresie :

$$i_{kr}=\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{1}{X''_{dr}\sin^2\vartheta+X''_{qr}\cos^2\vartheta}\left[I_{Er0}(\sin\vartheta-\sin\vartheta_0)+I_r(\sin\vartheta-\sin\vartheta_0)\right.$$

$$F_1(X_{dr},X''_{dr},X''_{qr},\vartheta,\vartheta_0)+I_r(\cos\vartheta-\cos\vartheta_0)F_2(X''_{dr},X_{qr},X''_{qr},\vartheta,\vartheta_0)+$$

$$\left.+\frac{1}{\sqrt{3}}I_r r_r t_{kr}\right]. \tag{6}$$

Analizînd expresia (6) se constată că, în cazul în care $\vartheta=\vartheta_0$, respectiv $t_{kr}=0$, rezultă $i_{kr}=0$. În cazul în care $I_r=0$, se obţine expresia cunoscută a curentului de scurtcircuit bifazic al unei maşini electrice sincrone funcţionînd în gol :

$$\underset{(I_r=0)}{i_{kr}}=\frac{\sqrt{3}}{2}I_{Er0}\frac{\sin\vartheta-\sin\vartheta_0}{X''_{dr}(\sin^2\vartheta+k_a\cos^2\vartheta)} \tag{7}$$

unde :

$$k_a=\frac{X''_q}{X''_d} \tag{8}$$

este factorul de amortizare.

La sfîrşitul comutaţiei, considerînd origina timpului la trecerea prin zero a tensiunii u_a ,rezultă :

$$\vartheta=\vartheta_0+u=\frac{3\pi}{2}-\gamma+u \tag{9}$$

şi

$$i_C=-I \tag{10}$$

Se obține astfel ecuația care stabilește dependența dintre unghiul de comutație u și mărimile specifice mașinii electrice, respectiv invertorului.

Cuplul electromagnetic al mașinii electrice, în timpul perioadei de comutație, se determină din :

$$m_{kr}=\psi_{qr}i_{dr}-\psi_{dr}i_{qr} \tag{11}$$

Cuplul electromagnetic conține deci, ca și curentul de comutație primul termen, similar celui obținut la scurtcircuitul bifazic, în gol, iar cel de al doilea termen, dependent de curentul de sarcină din timpul perioadei de conducție.

Valoarea momentană a cuplului electromagnetic în timpul perioadei de conducție, deci la încărcarea asimetrică a mașinii electrice sincrone, se calculează cu relația (11).

Ținînd cont de expresiile curenților în cele trei sisteme simetrice și de relațiile de transformare, în sistemul de axe d, q, 0, pentru curenți, se obține :

$$\begin{aligned} i_{dr}&=i_{1r}\cos(\vartheta_0+\varphi_1)+i_{2r}\cos(2l_r+\vartheta_0-\varphi_2)=i_{d1r}+i_{d2r}\\ i_{qr}&=-i_{1r}\sin(\vartheta_0+\varphi_1)-i_{2r}\sin(2l_r+\vartheta_0-\varphi_2)=i_{q1r}+i_{q2r} \end{aligned} \tag{12}$$

Corespunzător :

$$\begin{aligned} \psi_{dr}&=\psi_{d1r}+\psi_{d2r}\\ \psi_{qr}&=\psi_{qr1}+\psi_{q2r} \end{aligned} \tag{13}$$

și

$$\begin{aligned} u_{dr}&=u_{d1r}+u_{d2r}\\ u_{qr}&=u_{q1r}+u_{q2r} \end{aligned} \tag{14}$$

Indicii 1, 2 se referă la componentele directe, respectiv inverse ale mărimilor.

Cuplul electromagnetic :

$$\begin{aligned} m_r=&(\psi_{q1r}i_{d1r}-\psi_{d1r}i_{q1r})+(\psi_{q2r}i_{d2r}-\psi_{d2r}i_{q2r})+(\psi_{q1r}i_{d2r}-\\ &-\psi_{d1r}i_{q2r}+\psi_{q2r}i_{d1r}-\psi_{d2r}i_{q1r})=m_{1r}+m_{2r}+m_{3r} \end{aligned} \tag{15}$$

conține deci trei termeni.

Primul termen este determinat de sistemul de succesiune directă. Cuplul este constant în timp și egal cu valoarea care se obține la sarcină simetrică.

Din analiza termenului al doilea, determinat de sistemul de succesiune inversă, rezultă o componentă constantă în timp :

$$m_{2r\ const}=i_{2r}^2\,(r_{2r}-r_r) \tag{16}$$

și întotdeauna pozitivă, și o componentă alternativă, pulsatorie, cu frecvența multiplu de 4 față de cea a rețelei, avînd amplitudinea

$$|\,m_{2r\ var}\,| \simeq \frac{1}{2}\,i_{2r}^2\,X''_{dr}\,(k_a-1) \tag{17}$$

Cel de al treilea termen al cuplului, rezultă prin interacțiunea dintre sistemul de succesiune directă și cel de succesiune inversă. Este o componentă pulsatorie, cu frecvență dublă față de cea a rețelei, avînd amplitudinea :

$$|\,m_{12r}\,|=i_{2r}\,[(\psi_{q1r}-X''_{dr}i_{q1r})^2-(\psi_{d1r}-k_aX''_{dr}i_{d1r})^2]^{1/2} \tag{18}$$

Din analiza tensiunii la bornele MECS, luînd în considerare [4, 5], se constată proporționalitatea între variația în timp a cuplului electromagnetic și cea a tensiunii la bornele MECS.

3. Rezultate experimentale

MECS, utilizată pentru încercări, a fost realizată în cadrul unui contract de colaborare cu I.C.M. Reșița.

Rezultatele încercărilor sînt prezentate în figurile 3 și 4.

Variația în timp a tensiunii la bornele MECS dă informații calitative asupra variației în timp a cuplului electromagnetic al MECS.

Variația în timp a tensiunii la borne și a curentului de fază ale mașinii electrice sincrone confirmă corelația dintre parametrii mașinii electrice și ai invertorului, în funcționarea MECS.

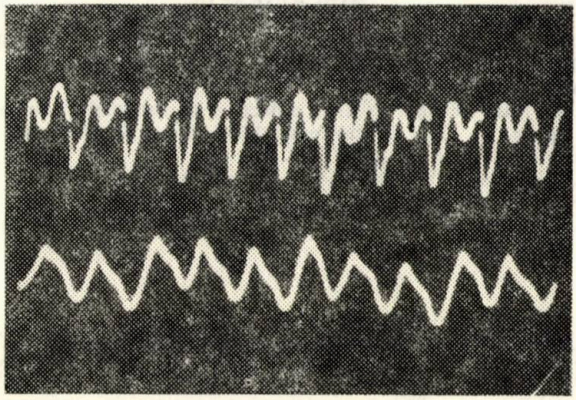


Fig. 3. Oscilograma tensiunii și curentului la bornele MECS :
U_{cc} =280 V; I_{cc} =13 A.

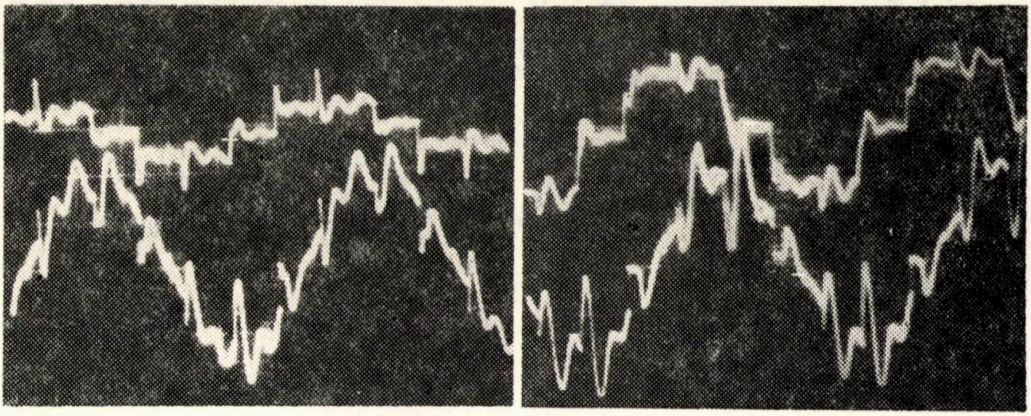


Fig. 4. Oscilograma tensiunii și curentului absorbit de mașina electrică :
a — $U_{ca\ ef}$=250 V; $I_{ca\ ef}$=5 A;
b — $U_{ca\ ef}$=280 V; $I_{ca\ ef}$=13 A.

4. Concluzii

Analiza MECS, considerată ca mașină electrică sincronă într-un regim de funcționare alcătuit dintr-o succesiune de perioade de conducție și de comutație, conduce la următoarele concluzii.

Prezența, în mașina electrică, a unei înfășurări de amortizare complete și puternice este deosebit de favorabilă. Efectul ei constă într-o deformație minimă a curentului de comutație. De asemenea, ea influențează mărimea componentelor perturbatorii ale cuplului. Cea corespunzătoare pierderilor în rotor datorită cîmpului invers se reduce iar cea pulsatorie, cu frecvența multiplu de 4, se anulează.

La proiectarea MECS trebuie deci să se urmărească dimensionarea corespunzătoare a înfășurării de amortizare.

BIBLIOGRAFIE

1. Abdel Razek A., Poloujadoff M., Commutation transients in self-controlled synchronous machines connected to d.c. networks. Electric machines and electromechanics, 1, 1976.
2. Dordea T., Mașini electrice. Editura didactică și pedagogică, București — 1977.
3. Köllensperger D., Die Synchronmaschine als selbstgesteuerter Stromrichtermotor. Siemens Zeitschrift, 4 (1967), H. 10.
4. Laible Th., Teoria sinhronoi mașinî pri perehodnîh proțesah. Moskva-Leningrad, Gosenergoizdat, 1957.
5. Sato M., A study of commutatorless motor. Electrical Engineering in Japan, Vol. 84, No. 8, 1964.

ETUDE DU FONCTIONNEMENT D'UNE MECS, CONSIDERÉE COMME UNE MACHINE ÉLECTRIQUE SYNCHRONE

RÉSUME

Le présent travail analyse le fonctionnement d'une MECS en utilisant les équations établies dans la théorie de deux axes pour une machine électrique synchrone.

Sur la base des éxpressions de valeurs momentanées du courant et du couple électromagnetique d'une machine synchrone à pôles saillants et prévue d'un bobinage d'amortissement, résultent des conclusions sur la projection d'une MECS.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 27 (41) Fascicula 1—1982

DEPENDENŢA DINTRE ALUNECĂRILE A DOUĂ MAŞINI ASINCRONE IDENTICE CUPLATE RIGID, FUNCŢIONÎND UNA ÎN REGIM DE MOTOR IAR CEALALTĂ CA GENERATOR

DE

V. HEŞCA

1. Introducere

După cum rezultă din literatura de specialitate [2, 3], există standuri de încercat maşini electrice sau alte instalaţii industriale sau de laborator, în care este inclus şi grupul motor-generator asincron cuplat rigid. În acest caz, pe lîngă alte fenomene ce merită a fi studiate, se impune examinarea dependenţei dintre alunecările celor două maşini.

Schema electrică de principiu este reprezentată în fig. 1.

Semnificaţia notaţiilor este următoarea :
MA este motor asincron ;
GA — generator asincron ;
CS — compensator sincron.

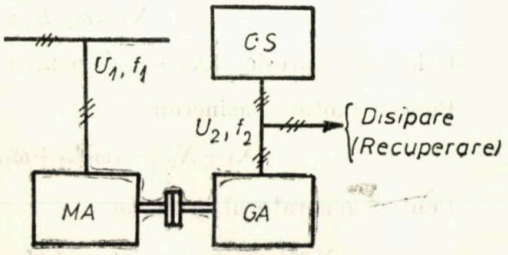


Fig. 1. Schema electrică monofilară.

2. Deducerea ecuaţiei de dependenţă

Se precizează că, în general, toate mărimile notate cu indicele 1 se vor referi la motorul asincron iar cele notate cu indicele 2 la generatorul asincron.

Cuplul electromagnetic dezvoltat de motorul asincron se calculează cu expresia [1] :

$$M_1 = \frac{mpU_1^2}{\omega_1} \cdot \frac{\frac{R_2'}{S_1}}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S_1}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2} \tag{1}$$

În mod analog pentru generatorul asincron :

$$M_2 = \frac{mpU_2^2}{\omega_2} \cdot \frac{\frac{R_2'}{S_2}}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S_2}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2} \tag{2}$$

Relaţia cuplurilor celor două maşini este următoarea :

$$M_1 = M_2 + 2M_0 \tag{3}$$

în care M_0 este cuplul corespunzător pierderilor dintr-o mașină.

Turația la arborele mototului asincron:

$$n_M = n_1 (1 - S_1)$$

în care n_1 este turația sincronă a motorului asincron;

S_1 — alunecarea motorului asincron.

Turația la arborele generatorului asincron:

$$n_G = n_2 (1 + S_2)$$

în care: n_2 este turația sincronă a generatorului asincron;

S_2 — alunecarea generatorului asincron.

Întrucît mașinile sînt cuplate rigid, rezultă:

$$n_2 = n_1 \frac{1 - S_1}{1 + S_2}.$$

Analog se pot scrie și relațiile pentru pulsația tensiunii și frecvență:

$$\omega_2 = \omega_1 \frac{1 - S_1}{1 + S_2}; \quad f_2 = f_1 \frac{1 - S_1}{1 + S_2}.$$

Expresiile reactanțelor motorului asincron:

$$X_1 = \omega_1 L_1; \quad X_2' = \omega_1 L_2'$$

Expresiile reactanțelor generatorului asincron:

$$X_1 = \omega_2 L_1; \quad X_2' = \omega_2 L_2'$$

Calculul expresiei $(X_1 + X_2')^2$ pentru cele două mașini:

Pentru motorul asincron:

$$(X_1 + X_2')_1^2 = (\omega_1 L_1 + \omega_1 L_2')^2 = \omega_1^2 (L_1 + L_2')^2 \tag{4}$$

Pentru generatorul asincron:

$$(X_1 + X_2')_2^2 = (\omega_2 L_1 + \omega_2 L_2') = \omega_2^2 (L_1 + L_2')^2 = \omega_1^2 \left| \frac{1 - S_1}{1 + S_2} \right|^2 (L_1 + L_2')^2 \tag{5}$$

Ținînd seama de (4), relația (5) devine:

$$(X_1 + X_2')_2^2 = (X_1 + X_2')_1^2 \left| \frac{1 - S_1}{1 + S_2} \right|^2$$

În acest caz expresia (2) devine:

$$M_2 = \frac{mpU_2^2}{\omega_1 \frac{1 - S_1}{1 + S_2}} \cdot \frac{\frac{R_2'}{S_2}}{\left| R_1 + \frac{R_2'}{S_2} \right|^2 + (X_1 + X_2')^2 \left| \frac{1 - S_1}{1 + S_2} \right|^2} \tag{6}$$

Din expresia (3) rezultă:

$$M_2 = M_1 - 2M_0 \tag{7}$$

Ținînd seama de (6), relația (7) devine:

$$\frac{mpU_2^2}{\omega_1 \frac{1 - S_1}{1 + S_2}} \cdot \frac{\frac{R_2'}{S_2}}{\left| R_1 + \frac{R_2'}{S_2} \right|^2 + (X_1 + X_2')^2 \left| \frac{1 - S_1}{1 + S_2} \right|^2} = M_1 - 2M_0$$

Efectuînd calculele și adoptînd următoarele notații:

$$A=\frac{mp}{\omega_1}U_2^2$$

$$B=AR_2'$$

$$C=(1-S_1)(M_1-2M_0)$$

$$D=(1-S_1^2)(X_1+X_2')^2$$

rezultă:

$$S_2^4(B-CR_1^2)+S_2^3[3B-2CR_1(R_1+R_2')]+S_2^2[3B-C(R_1^2+4R_1R_2'+R_2'^2+D)]+$$
$$+S_2[B-2CR_2'(R_1+R_2')]-CR_2'^2=0$$

Notînd:

$$T_4=B-CR_1^2$$

$$T_3=3B-2CR_1(R_1+R_2')$$

$$T_2=3B-C(R_1^2+4R_1R_2'+R_2'^2+D)$$

$$T_1=B-2CR_2'(R_1+R_2')$$

$$T_0=-CR_2'^2$$

se obține:

$$T_4S_2^4+T_3S_2^3+T_2S_2^2+T_1S_2+T_0=0. \qquad (8)$$

ecuație ce are drept necunoscută alunecarea S_2.

Pentru deducerea acestei ecuații de dependență sînt necesare parametrii mașinilor, valorile pentru tensiunile U_1 și U_2 precum și gama de valori pentru alunecarea S_1 cuprinsă în intervalul $(0\div1)$. Se precizează că pentru fiecare valoare atribuită alunecării S_1, se rezolvă ecuația (8) din care rezultă valoarea corespunzătoare pentru alunecarea S_2.

În cazul că tensiunea U_2 nu se menține constantă, valoarea ei, pentru o anumită alunecare S_1, se calculează cu relația:

$$U_2=U_1(1-S_1)$$

Prin rezolvarea ecuației (8) rezultă modul de variație a alunecării S_2 pentru toate valorile corespunzătoare alunecării S_1 corespunzător întregului domeniu în care mașina MA funcționează în regim de motor, de la mersul în gol pînă la oprire. Pentru a rezulta o variație cît mai exactă este necesar a se atribui cît mai multe valori pentru alunecarea S_1. De aici rezultă că volumul de calcul în acest caz devine considerabil.

3. **Rezolvarea ecuației de dependență**

În vederea rezolvării rapide a ecuației de dependență s-a conceput un program de rezolvare pe calculatorul Felix C-256.

Schema logică corespunzătoare este prezentată în fig. 2.

Așa cum rezultă din schema logică, mai apar o serie de notații, dar care se referă strict la metodica de rezolvare a unei ecuații de gradul IV [4]. De asemenea rezultă că s-au considerat 28 valori pentru alunecarea S_1.

Cele patru soluții ale ecuației s-au notat cu X11, X12, X13 și X14, dintre care prima reprezintă valoarea compatibilă din punct de vedere tehnic, a alunecării S_2.

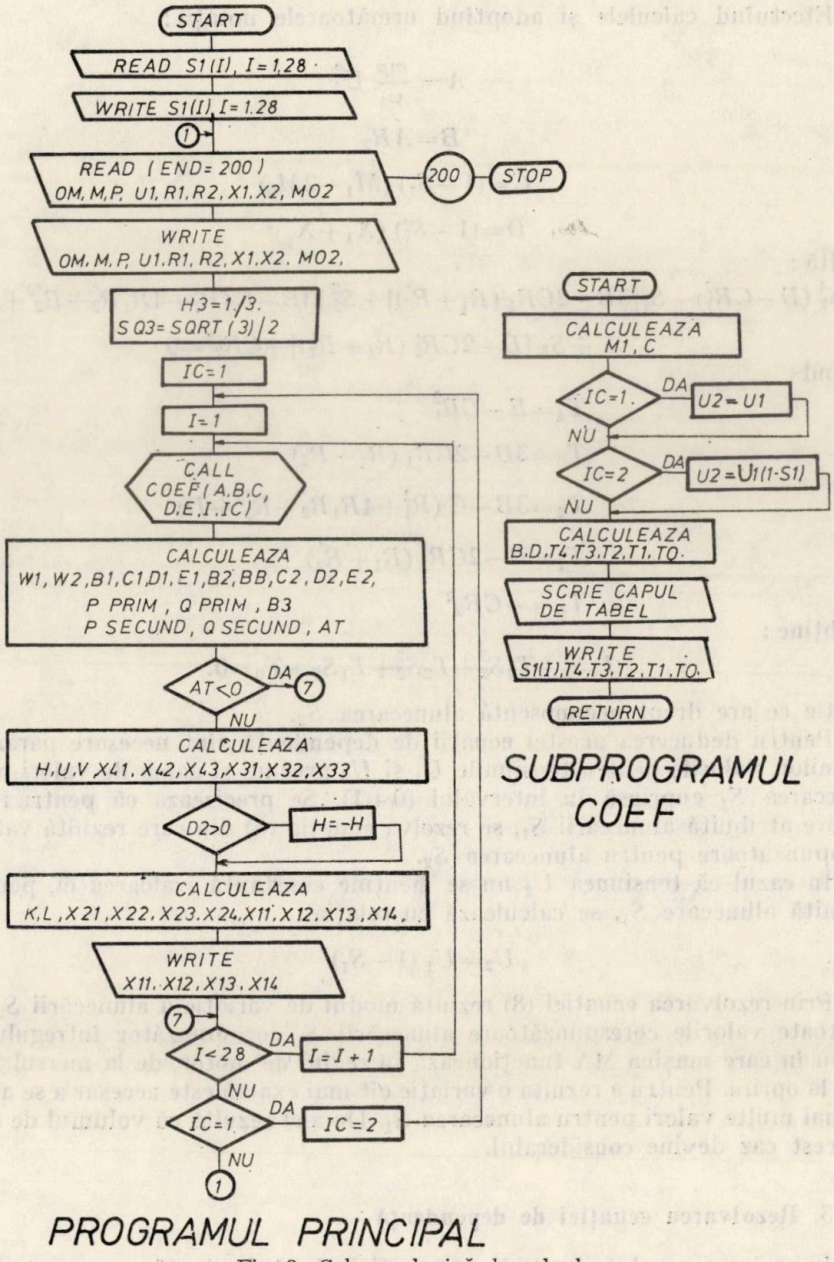


Fig. 2. Schema logică de calcul.

4. Studii concrete

În cadrul lucrării au fost studiate grupuri (motor-generator) asincrone de puteri foarte diferite (cuprinse între 3 kW și 630 kW).

Studiul a fost făcut atît pentru cazul cînd la generator tensiunea s-a modificat, cît și pentru cazul cînd a fost menținută constantă. Menținerea tensiunii la o valoare constantă se realizează prin intermediul excitației compensatorului sincron.

În figurile : 3, 4, 5, 6 și 7 s-a reprezentat variația mărimilor S_2 (linie continuă) și f_2 (linie întreruptă) în funcție de S_1 pentru diferite puteri.

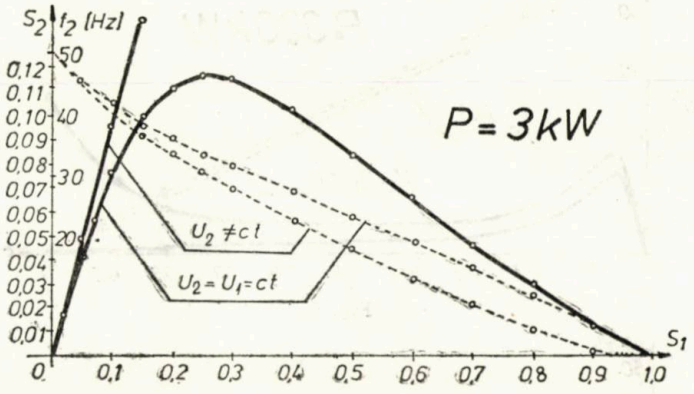


Fig. 3.

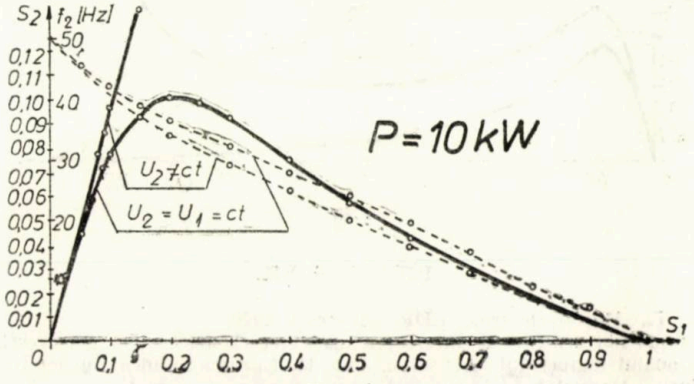


Fig. 4.

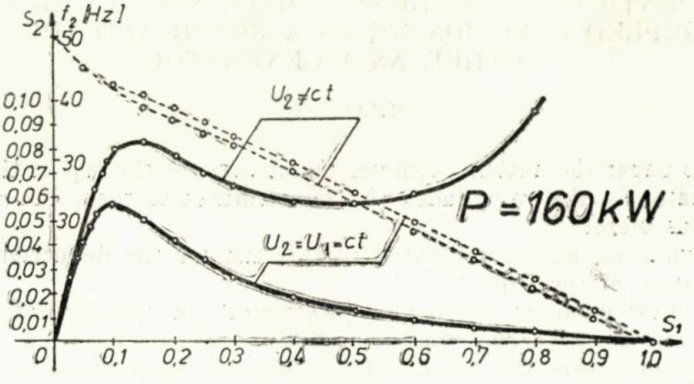


Fig. 5.

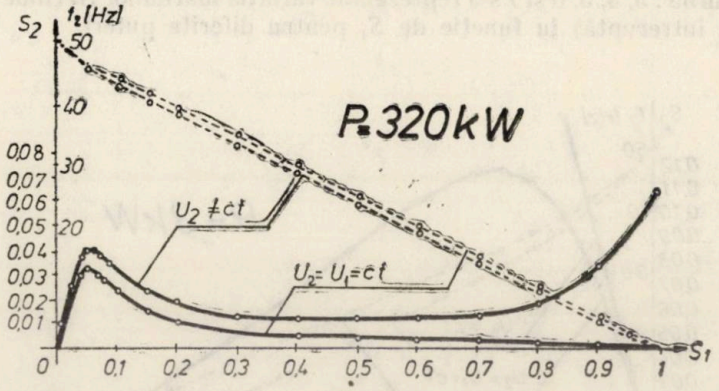


Fig. 6.

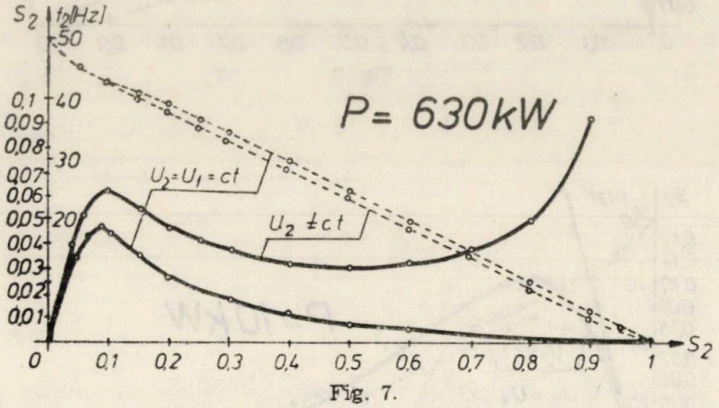


Fig. 7.

BIBLIOGRAFIE

1. Dordea T., Mașini electrice. EDP București, 1970
2. * * *: Metode noi utilizate la încercarea mașinilor electrice. IDT București, 1966.
3. * * *: Manualul inginerului electrician. Vol. II. Editura tehnică București.
4. * * *: Hütte. Manualul inginerului. Editura tehnică București.

THE DEPENDENCY BETWEEN THE SLIPS OF TWO IDENTICAL ASINCHRONOUS MACHINES RIGIDLY COUPLED FUNCTIONING AS A MOTOR AND THE OTHER AS A GENERATOR

SUMMARY

In this paper the author examines the changes of the slip of the asinchronous generator for the value index (0 – 1) attributed to the value index of the asinchronous motor.

A calculus method is prezented to this end for the deduction of dependency equation of the slips.

The author made up a calculus programme for the computer Felix 256 to deduce and to solve the equation rapidly.

To exemplify this, the dependency of the slips is prezented in the interval of power varying between (3—630) kW.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 27 (41) **Fascicula 1—1982**

THE MAGNETIC FIELD OF A SUPERCONDUCTING ROTOR END CONNECTIONS

BY

I. DELESEGA

1. Introduction

In the case of great power superconducting machines, very large currents pass through the rotor's end connections. Therefore the magnitude of the magnetic field of these, should have considerable values which should not be neglected. Also, there are some types of superconducting machines, where the rotor end connections get an active task (e.g. cryoairbus [1]). To these, the knowledge of the end connections created nagnetic field, is essential.

The present paper deals with the computation of the superconducting rotor pole end connections created magnetic field (flux density) spatial components. So, together the rectilinear parts of windings created magnetic field compoents [2] a complete computing way for the excitation magnetic field of a superconducting rotor in any encircling spatial point was developed taking into account the real cross section shape of winding.

2. Field expressions

The developed computing formulas concern regular geometrical shaped end connections, like those of fig. 1 (this particular cross section shape is due

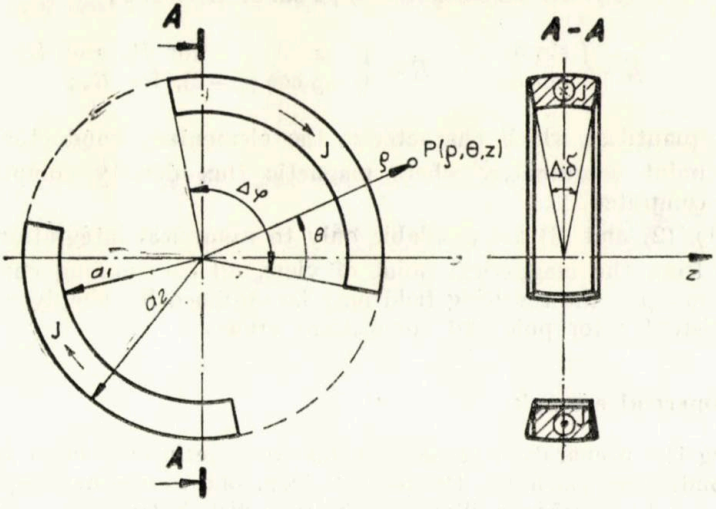


Fig. 1. End connections of a 4 pole-rotor.

to the rectilinear parts of rotor winding). The cylindrical coordinates are used with z axis along the machine longitudinal axis and with ρ and θ plane passing by the middle of end connections. These coordinates allow without any mathematical transformation, the superposition of the rectilinear parts of winding magnetic field with end connections magnetic field.

The $\overline{B}=\text{rot}\,\overline{A}$, $\overline{A}=\frac{\mu_0 i}{4\pi}\oint_\Gamma \frac{\overline{dl}}{r}$ basical formulas applied to a filiform shaped wire of $\Delta\varphi$ angular opening, were used. Then, supposing over the conductor cross setion a constant J current density, the so developed expression is applied to an elementary surface to be double integrated between a_1 and a_2 radial, and δ_1 and δ_2 angular limits. From the total of three integrals the one belonging to a was analytically performed, finally acquiering for the theree spatial components : B_ρ radial-, B_θ angential-, and B_z longitudinal magnetic flux densities created by a single end connection, the following computing formulas :

$$B_\rho=-\frac{\mu_0 J}{4\pi}\int_{\delta_1}^{\delta_2}\cos\delta\,d\delta\int_{\varphi_1}^{\varphi_2}[G(a_2)-G(a_1)]\cos(\varphi-\theta)\,d\varphi \tag{1}$$

$$B_\theta=-\frac{\mu_0 J}{4\pi}\int_{\delta_1}^{\delta_2}\cos\delta\,d\delta\int_{\varphi_1}^{\varphi_2}[G(a_2)-G(a_1)]\sin(\varphi-\theta)\,d\varphi \tag{2}$$

$$B_z=-\frac{\mu_0 J}{4\pi}\int_{\delta_1}^{\delta_2}\cos\delta\,d\delta\int_{\varphi_1}^{\varphi_2}[G(a_2)-G(a_1)]\,d\varphi \tag{3}$$

where

$$G(a)=\pm(R+3DE)\ln 2\,(a-D\pm\sqrt{a^2-2Da+C})+E\sqrt{a^2-2Da+C}-$$

$$-(\sqrt{a^2-2Da+C})^{-1}[(R+2DE)\,a-(C-Da)\,E+D\,(C-Da)\,(R+DE)\,(C-$$

$$-D^2)^{-1}], \tag{4}$$

$$D=\rho\cos\delta\cos(\varphi-\theta)+z\sin\delta,\quad C=\rho^2+z^2,$$

$$E=\begin{cases}\sin\delta,\\ \cos\delta,\end{cases}\qquad R=\begin{cases}-z, & \text{for } B_\rho \text{ and } B_\theta,\\ -\rho\cos(\varphi-\theta), & \text{for } B_z;\end{cases}$$

a, φ, δ — quantities which characterize the elementary conductor ;

ρ, θ, z — point coordinates, where magnetic flux density components are computed.

Ec. (1), (2) and (3) are available only to numerical integration.

Since from the magnetical point of view, all surrounding environments are linear ($\mu=\mu_0$), the resulting field may be obtained by simply overlapping all the existent rotor pole end connections effect.

3. Numerical example

During the preparation stage, calculus were performed for a lot of sizes of superconducting machines, the passage from one to another respecting the rules setted forth in ref [2]. To illustrate the field distribution of the end connec-

tions that size of machine was picked out, which data border in practically carried out superconducting machines. Thus: $a_1=0{,}551$ m — internal radius of the winding, $a_2=0{,}6$ m — external radius of the winding, $\Delta\varphi=94°52'38''$ — angular opening of the end connection, $\Delta\delta=4°52'38''$ — winding cross section angle, $NI=600\,000$ A.t—pole m.m.f, $J=250$ A·mm^{-2}—equivalent currenf density, $p=2$ — number of pole pairs.

The magnetic flux density components distribution along the circumference (ρ and z cost.) and along the machine length (θ and ρ const.) has been taken in view.

The B_ρ radial component being a symmetrical function against z, cancels in $z=0$ points. Even at great z values (therefore in points far situated from end connections) there are high levels of B_ρ (at $\theta=0$, $z=23{,}5$ cm, $B_\rho=0{,}41$ T) comparable with that of radial component due to the rectilinear parts of winding. But its presence is assured only along end connections $\Delta\varphi$, where it has a constant value (fig. 2). If, the end connections were given an active task (see for example the cryoairbus), then this radial component would be used (to bring back the vehicle from a lateral left-right displacement).

The easy left-right asymmetry of circumferential distribution of the B_θ tangential component, occurs because of inequality between the lenght of

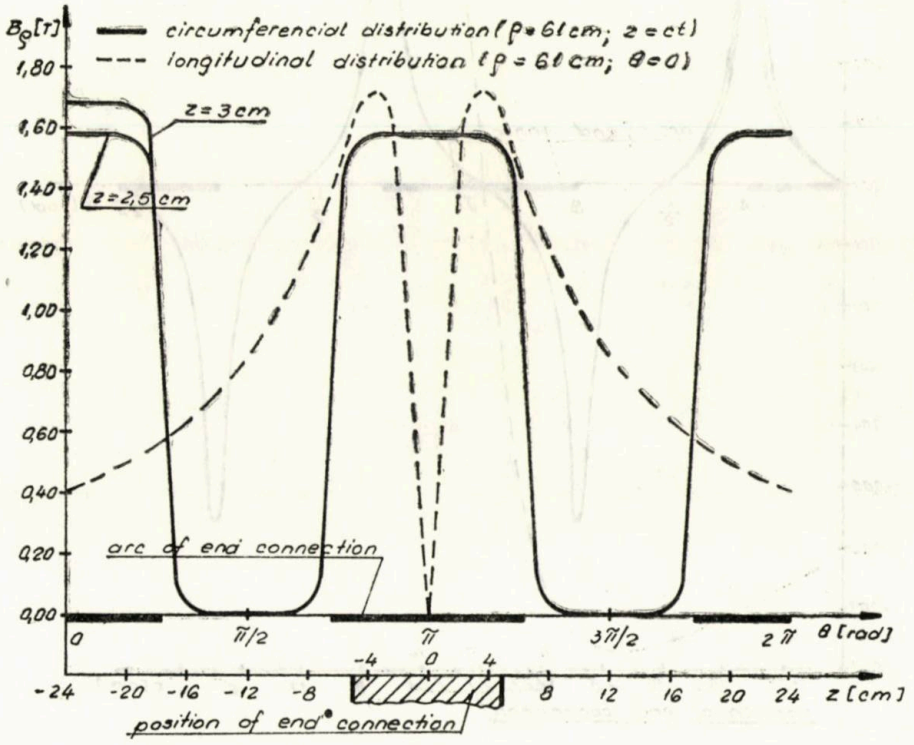


Fig. 2. The distribution of flux density radial component, Bρ.

end connection arcs and the lenght of free arcs (fig. 3, regions like $A-B$). B_θ has small values (at $\rho=61$ cm, the greatest value occurs at $\theta \approx \frac{8\pi}{30}$ and $z \approx 9$ cm : $B_\theta=0{,}07714$ T) which easily decrease (at $z=22{,}5$ cm, $B_\theta=0{,}06425$T). The flux density B_z longitudinal component distribution versus z is somehow like the distribution versus θ of the tangential component of the rectilinear part. It is nearly constant and has considerable values ($B_z=2{,}90$ T) on big portions of that occupied by end connections (fig. 4). At the cryoairbus, B_z will intervene the levitation phenomenon, if a lateral asymmetrical position assume.

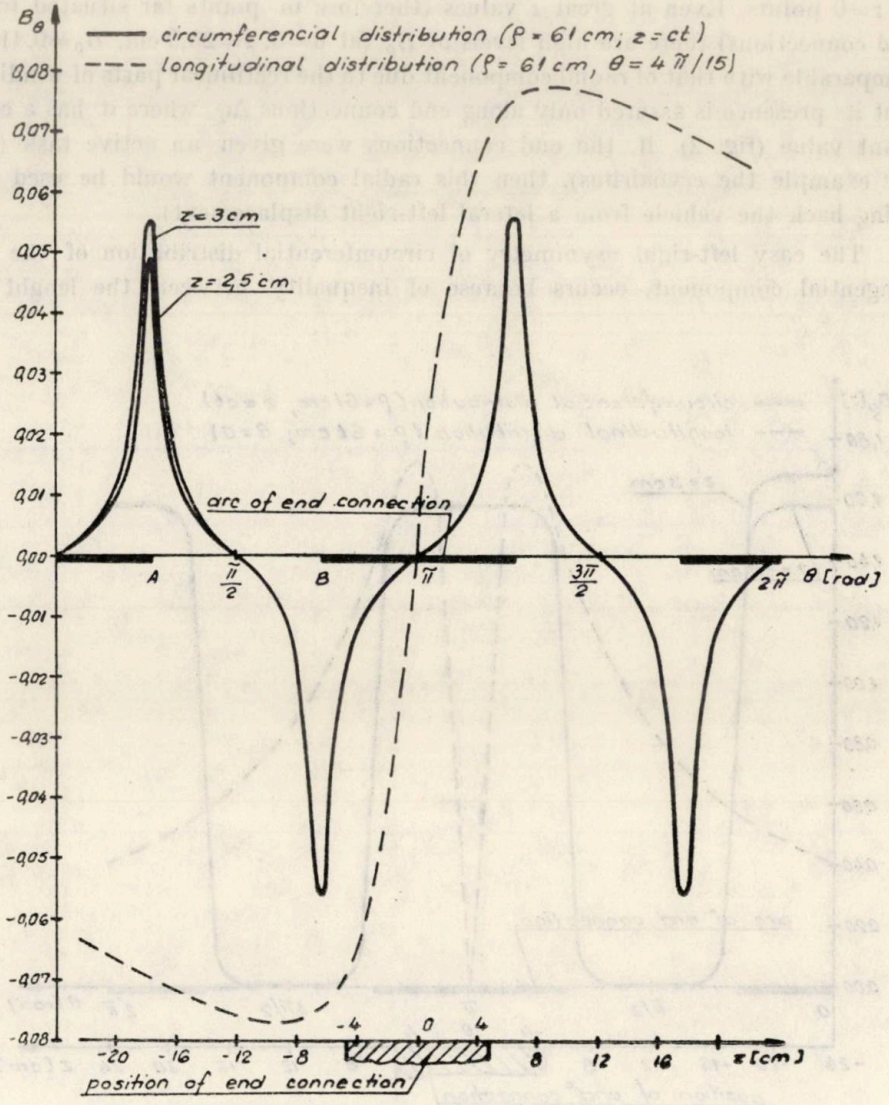


Fig. 3. The distribution of flux density tangential component, Bθ

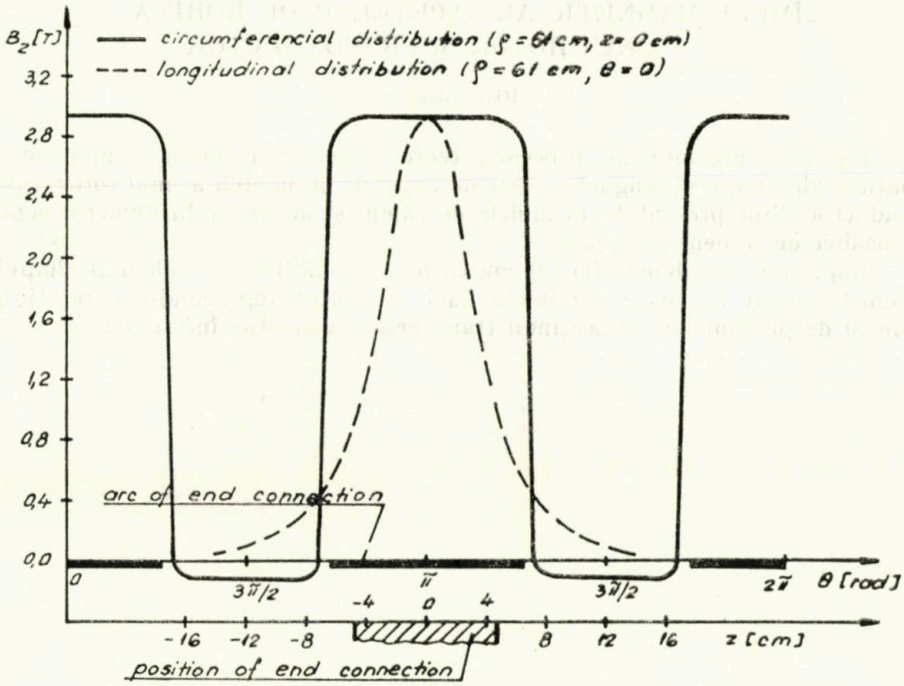


Fig. 4. The distribution of flux density longitudinal component, B .

4. Conclusions

The end connections have an important contribution to the whole magnetic field of a superconducting rotor, even at large dimensions. That's because the main B_q radial-, and B_z longitudinal components decrease easily by moving off from the end connections.

The B_q radial component has values close to those created by rectilinear parts of winding, and the B_z longitudinal component has values close to those of tangential component created by rectilinear parts.

These values being large enough, the electrodynamical forces would be likewise large.

Two consequences have to be pointed out :

— the necessity of accounting for the end connections contribution to the whole superconducting rotor field,

— the superconducting rotor should be equipped with an end connections special support part ; also, care should be taken concerning the reinforcement of these end connections.

REFERENCES

1. Boldea, I. : „Vehicles on Magnetic Cushion", (book, in romanian), Editura Academiei Republicii Socialiste România, Bucureşti, 1981.
2. Delesega, I. and Boldea, I., „Finite Length Rotor Field in Superconducting A.C. Generators", paper sent to be published in Buletinul Ştiinţific şi Tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia", Timişoara, 1980.

CÎMPUL MAGNETIC AL CAPETELOR DE BOBINĂ A UNUI ROTOR SUPRACONDUCTOR

REZUMAT

Lucrarea prezintă un procedeu teoretic pentru calculul componentelor spațiale ale cîmpului magnetic creat de capetele de bobină a unui rotor supraconductor. Sînt prezentate formulele de calcul și un exemplu numeric pentru o mașină de dimensiuni reale.

Împreună cu bibliografia [2] constituie o posibilitate de calcul al cîmpului magnetic creat de toate porțiunile unei înfășurări supraconductoare, ținînd cont și de profilul real al secțiunii transversale a acestor înfășurări.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 27 (41) Fascicula 1—1982

STUDIUL UNEI SCHEME CU COMPENSATOR SINCRON DE ÎNCERCARE A MOTOARELOR ASINCRONE

DE

V. HEŞCA

1. Prezentarea schemei

Schema are la bază ideea folosirii unui motor sincron în regim de compensator pentru asigurarea cîmpului magnetic învîrtitor la generatorul asincron cuplat rigid cu motorul asincron de încercat.

Schema electrică monofilară este reprezentată în fig. 1.

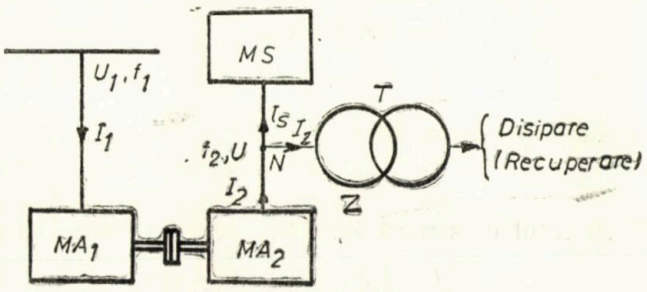


Fig. 1. Schema electrică.

Semnificaţia notaţiilor este următoarea :

MA_1 — motor asincron de încercat ;
MA_2 — generator asincron ;
MS — motor sincron ;
T — transformator de adaptare.

Avantajul mare faţă de celelalte metode de încercare a motoarelor asincrone constă în faptul că generatorul asincron este identic cu motorul de încercat şi deci ambele maşini se iau din lotul care urmează a fi verificat. Cu alte cuvinte, în acest caz, nu se mai pune problema găsirii unui generator de încărcare corespunzător ca putere şi turaţie pentru fiecare tip de motor asincron de încercat. În legătură cu alegerea motorului sincron, nu se impun condiţii deosebite decît să asigure puterea reactivă pentru generatorul asincron.

Schema poate fi utilizată în două variante : cu disipare de energie şi cu recuperare de energie. Varianta se adoptă în funcţie de mărimea motorului de încercat. Pentru puteri mici se va face uz de prima variantă iar pentru motoare de putere mijlocie şi mare se va uza de varianta a doua, cînd procentul de energie recuperată este mare şi deci este rentabil din punct de vedere

economic. În cazul folosirii în prima variantă, generatorul asincron debitează pe o rezistență de sarcină și modificarea încărcării motorului de încercat se realizează prin varierea valorii rezistenței. În acest caz întreaga energie electrică debitată de generator se transformă în căldură prin efectul Joule-Lenz și se disipează în mediul ambiant.

În cazul variantei cu recuperare de energie, energia debitată de generatorul asincron ajunge, într-o anumită proporție, din nou în rețea printr-un sistem de recuperare.

Modificarea încărcării motorului de încercat se realizează în funcție de sistemul de recuperare folosit.

Schema a fost aplicată la Uzinele „Electroputere" din Craiova pentru încercarea motoarelor asincrone de 110 kW la 1 500 rot/min și 160 kW la 3 000 rot/min și 750 rot/min, precum și la Facultatea de electrotehnică din Timișoara pentru puteri de 10 kW și 4 kW la 1 500 rot/min și 3 kW la 1 000 rot/min.

2. Sistemul de ecuații ce caracterizează funcționarea schemei

a) Pentru generatorul asincron MA_2 se scriu ecuațiile [1] :

$$\begin{aligned} \underline{U} &= \underline{Z}_1 \underline{I}_2 - \underline{U}_{e1} \\ \underline{U}_{e1} &= -\underline{Z}_{1m} \underline{I}_{10} \\ 0 &= -\underline{Z}'_2 \underline{I}'_2 + \underline{U}_{e1} \\ \underline{I}_{12} &= \underline{I}_2 + \underline{I}'_2 \end{aligned} \tag{1}$$

b) Pentru motorul sincron MS :

$$\underline{U} = \underline{Z}_s \underline{I}_s - \underline{U}_{eE} \tag{2}$$

c) Pentru circuitul de sarcină Z :

$$\underline{U} = \underline{I}_z \underline{Z} \tag{3}$$

d) Pentru nodul N :

$$0 = \underline{I}_2 + \underline{I}_s + \underline{I}_z \tag{4}$$

e) Pentru motorul asincron MA_1 ecuațiile sînt identice ca la punctul a) diferind numai semnul alunecării.

f) Relația dintre turațiile sincrone și alunecările celor două mașini cuplate rigid [2] :

$$n_2 = n_1 \frac{1 - S_1}{1 + S_2} \tag{5}$$

Cum mașinile cuplate rigid sînt identice se mai poate scrie relația de legătură între frecvențele și alunecările respective :

$$f_2 = f_1 \frac{1 - S_1}{1 + S_2} \tag{6}$$

3. Studiul teoretic al schemei

La baza studiului teoretic al schemei stau ecuațiile de mai sus. Pentru început se consideră sistemul de ecuații format din ecuațiile 1, 2, 3 și 4, care caracterizează componentele schemei legate galvanic în nodul N.

În scopul rezolvării sistemului de ecuații folosind calculatorul electronic se trece la convertirea ecuațiilor fazoriale în ecuații algebrice liniare. Pentru aceasta mărimile fazoriale se scriu în funcție de componentele lor reale și imaginare în planul complex.

Astfel obținem:

$$\begin{aligned} \underline{I}_2 &= x_1 + jx_2 & \underline{I}_s &= x_9 + jx_{10} \\ \underline{I}'_2 &= x_3 + jx_4 \quad \text{și} & \underline{U}_{eE} &= x_{11} + jx_{12} \\ \underline{I}_{10} &= x_5 + jx_6 & \underline{I}_z &= x_{13} + jx_{14} \\ \underline{U}_{e1} &= x + jx_8 \end{aligned} \tag{7}$$

Știind că:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= R_1 + jX_1 & \underline{Z}_s &= R_s + jX_s \\ \underline{Z}_{1m} &= R_{1m} + jX_{1m} \quad \text{și} & \underline{Z} &= R + jX \\ \underline{Z}'_2 &= \frac{R'_2}{S_2} + jX''_2 \end{aligned} \tag{8}$$

În acest caz sistemul de ecuații (1–4) devine:

$$U = (R_1 + jX_1)(x_1 + jx_2) - (x_7 + jx_8)$$

$$(x_7 + jx_8) = -(R_{1m} + jX_{1m})(x_5 + jx_6)$$

$$0 = \left(\frac{R'_2}{S_2} + jX'_2\right)(x_3 + jx_4) + (x_7 + jx_8)$$

$$(x_5 + jx_6) = (x_1 + jx_2) + (x_3 + jx_4)$$

$$U = (R_s + jX_s)(x_9 + jy_{10}) - (x_{11} + jx_{12})$$

$$U = (x_{13} + jx_{14})(R + jX)$$

$$0 = (x_1 + jx_2) + (x_9 + jx_{10}) + x_{13} + jx_{14}.$$

În final rezultă sistemul:

$$\begin{aligned} U &= R_1x_1 - X_1x_2 - x_7 \\ 0 &= X_1x_1 + R_1x_2 - x_8 \\ 0 &= R_{1m}x_5 - X_{1m}x_6 + x_7 \\ 0 &= X_{1m}x_5 + R_{1m}x_6 + x_8 \\ 0 &= \frac{R'_2}{S_2}x_3 - X'_2x_4 + x_7 \\ 0 &= X'_2x_3 + \frac{R'_2}{S_2}x_4 + x_8 \\ 0 &= x_1 + x_3 - x_5 \\ 0 &= x_2 + x_4 - x_6 \\ U &= R_sx_9 - X_sx_{10} - x_{11} \\ 0 &= X_sx_9 + R_sx_{10} - x_{12} \\ U &= Rx_{13} - Xx_{14} \\ 0 &= Rx_{14} + Xx_{13} \\ 0 &= x_1 + x_9 + x_{13} \\ 0 &= x_2 + x_{10} + x_{14} \end{aligned}$$

Componenta reală x este o mărime constantă și se poate determina experimental, la mersul în gol al motorului sincron. Așa încît avem de rezolvat un sistem de 14 ecuații cu 14 necunoscute, printre necunoscute figurînd și alunecarea S_2. Pentru un caz concret trebuiesc cunoscute mărimile: R, X, U și x_g. Sistemul de ecuații astfel obținut se rezolvă cu ajutorul unui calculator, pe baza unui program întocmit corespunzător.

4. Aplicație

În vederea unui studiu concret s-au utilizat următoarele mașini:

— motorul asincron identic cu generatorul asincron avînd datele tehnice: $P=160$ kW, $U=6\,000$ V, $n=750$ rot/min.

— motorul sincron: $P=630$ kW, $U=6\,000$ V, $n=1\,000$ rot/min.

Parametrii mașinilor:

$$R_1=3{,}24\,\Omega\ ;\ X_1=15{,}308\,\Omega\ ;\ R_{1m}=16{,}09\,\Omega\ ;\ X_{1m}=268{,}313\,\Omega\ ;$$

$$R_2'=2{,}74\,\Omega\ ;\ X_2'=7\ 24\,\Omega.$$

$$R_S=2{,}3\,\Omega \text{ și } X_S=57{,}23\,\Omega.$$

Cu aceste date a rezultat următorul sistem de ecuații:

$$\begin{aligned}
U&=3{,}24x_1-15{,}308x_2-x_7\\
0&=15{,}308x_1+3{,}24x_2-x_8\\
0&=16{,}09x_5-268{,}313x_6+x_7\\
0&=268{,}313x_5+16{,}09x_6+x_8\\
0&=\frac{2{,}74}{s_2}x_3-7{,}24x_4+x_7\\
0&=7{,}24\,x_3+\frac{2.74}{s_2}x_4+x_8 \qquad (11)\\
0&=x_1+x_3-x_5\\
0&=x_2+x_4-x_6\\
U&=2{,}3x_9-57{,}23x_{10}-x_{11}\\
0&=57{,}23x_9+2{,}3x_{10}-x_{12}\\
U&=Rx_{13}-Xx_{14}\\
0&=Xx_{13}+Rx_{14}\\
0&=x_1+x_9+x_{13}\\
0&=x_2+x_{10}+x_{14}
\end{aligned}$$

Pentru rezolvarea acestui sistem, autorul a conceput un program de calcul pentru calculatorul electronic Felix-C 256.

Breviarul de calcul al calculatorului este următorul:

$$x_{13}=\frac{UR}{R^2+X_2}\ ;\ x_{14}=-\frac{UX}{R^2+X^2}\ ;\ x_1=-x_9-x_{13}$$

$$B=397{,}56397U-62\,423{,}6x_1\ ;\ C=318{,}2085U-2\,093{,}65x_1$$

$$D=0{,}232929U-973{,}82909x_1\ ;\ S_2=\frac{-C+\sqrt{C^2-4BD}}{2B}$$

$$x_3 = \frac{2\,819{,}7809\,x_1 - 1{,}619962\,U}{\frac{2{,}74}{S_2} - 2663{,}1607}$$

$$x_4 = 129{,}71244 x_1 + 122{,}64326 x_3 - 0{,}0310258 U$$

$$x_2 = \frac{19{,}33\,x_1 + 16{,}09\,x_3 - 268{,}313\,x_4 - U}{283{,}621}$$

$x_5 = x_1 + x_3$; $x_6 = x_2 + x_4$; $x_7 = 3{,}24\,x_1 - 15{,}308\,x_2 - U$; $x_8 = 15{,}308\,x_1 + 3{,}24\,x_2$;

$x_{10} = -x_2 - x_{14}$; $x_{11} = 2{,}3\,x_9 - U - 57{,}23\,x_{10}$; $x_{12} = 57{,}23\,x_9 + 2{,}3\,x_{10}$;

$I_2 = \sqrt{x_1^2 + x_2^2}$; $I_2' = \sqrt{x_3^2 + x_4^2}$; $I_{10} = \sqrt{x_5^2 + x_6^2}$;

$U_{e1} = \sqrt{x_7^2 + x_8^2}$; $I_S = \sqrt{x_9^2 + x_{10}^2}$; $U_{eE} = \sqrt{x_{11}^2 + x_{12}^2}$; $I_z = \sqrt{x_{13}^2 + x_{14}}$;

$$f_2 = \frac{50}{1 - S_2} \quad ; \quad n_2 = 15 f_2.$$

Parametrii dați					Mărimi determinate			
Nr. crt.	R [Ω]	X [Ω]	U [V]	x_0 [Ω]	I_v [A]	I_s [A]	I [A]	Observații
0	∞	∞	3 468,208	1,85	12,35	12,50	0	experimental
					12,40	12,40	0	calculat
1	333,19	459,28	3 336,40	1,85	12,87	17,35	5,88	
					13,19	16,93	5,88	
2	299,84	195,05	3 305,20	1,85	15,65	17,90	9,24	
					15,81	17,70	9,24	
3	229,58	98,44	3 277,45	1,85	19,00	18,90	13,12	
					19,29	16,63	13,12	
4	186,33	64,07	3 239,30	1,85	22,70	19,90	16,44	
					22,56	19,79	16,44	
5	144	43,81	3 173,41	1,85	27,60	21,60	21,08	
					27,10	21,85	21,08	

În tabelul de mai sus se dau parametrii pentru care s-au calculat mărimile schemei și care sînt chiar parametrii pentru care s-au făcut citirile experimentale. Tot în tabel sînt consemnate principalele mărimi (curenții din nodul N) calculate cît și determinate experimental, cu scop de comparație.

Pentru fiecare caz s-a citit și cuplul M la arborele motorului încercat, funcție de care s-au reprezentat grafic mărimile respective.

Au fost reprezentate caracteristicile experimentale de funcționare ale motorului încercat (fig. 2) precum și caracteristicile generatorului asincron, motorului sincron și de sarcină (fig. 3, 4 și 5). În fig. 6 s-a reprezentat diagrama fazorială determinată prin calcul. și verificată experimental a curenților și tensiunilor în nodul N corespunzătoare încărcării maxime de $1{,}5\ M/M_N$.

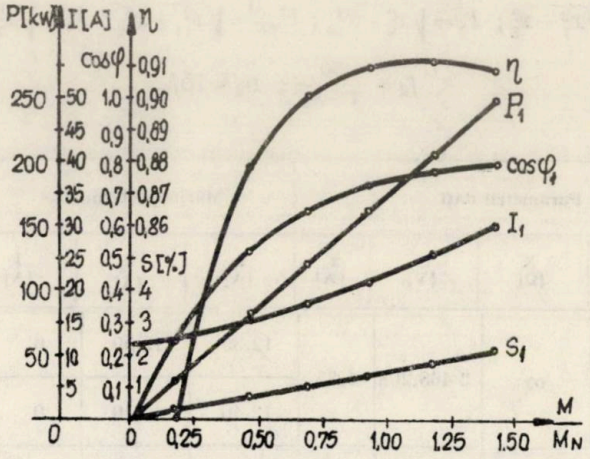


Fig. 2. Caracteristicile de funcționare ale motorului încercat :

P_1 — puterea absorbită; I_1 — curentul absorbit; η — randamentul; $\cos\varphi_1$ — factorul de putere; S_1 — alunecarea.

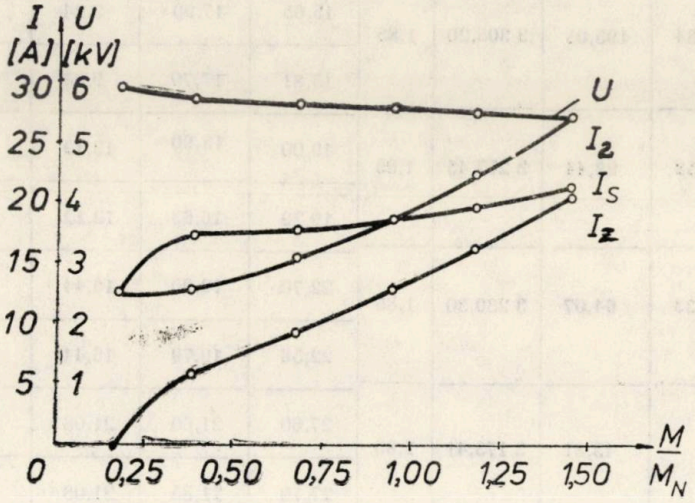


Fig. 3. Variația mărimilor electrice în nodul N.

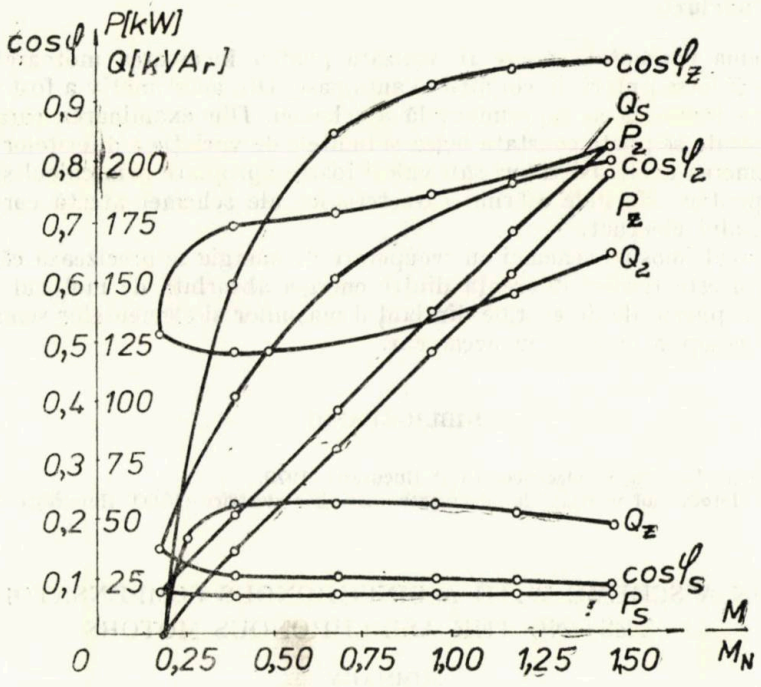


Fig. 4. Variația puterilor și factorilor de putere :
P_2, P_s, P_z — puterile active; Q_2, Q_s, Q_z — puterile reactive.

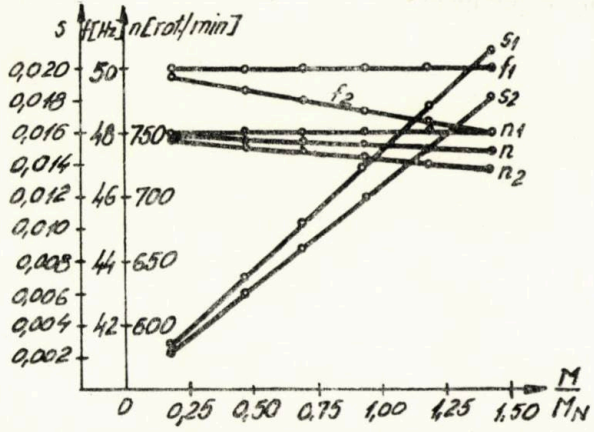
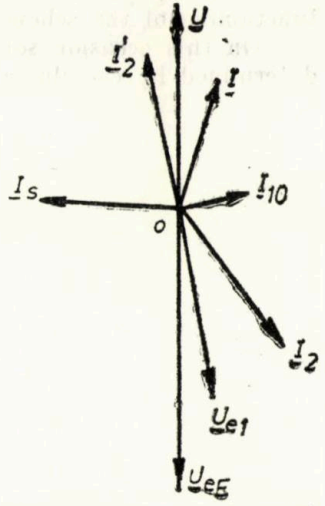


Fig. 5. Variația frecvențelor, alunecărilor și turațiilor.



Figu 6. Diagrama fazorială a tensiunilor și curenților în nodul N. Scara :
— tensiunilor : 1 : 100;
— curenților : 1 : 1.

5. Concluzii

Schema prezentată poate fi utilizată pentru încercarea motoarelor asincrone de diverse puteri, în condiții avantajoase. Din acest motiv a fost necesară o studiere teoretică și experimentală a schemei. Din examinarea caracteristicilor rezultate se poate constata legea și limitele de variație a diferitelor mărimi.

Obținerea acelorași valori sau valori foarte apropiate prin calcul și experimental pentru diferitele mărimi caracteristice ale schemei, atestă corectitudinea studiului efectuat.

În cazul folosirii schemei cu recuperare de energie se precizează că energia recuperată este tocmai diferența dintre energia absorbită de motorul asincron încercat și pierderile de energie din lanțul mașinilor și elementelor semiconductoare ce compun schema în acest caz.

BIBLIOGRAFIE

1. Dordea T., Mașini electrice. EDP București, 1970.
2. * * *, Metode noi utilizate la încercarea mașinilor electrice. ICDT București, 1966.

ON A SCHEME WITH A SINCHRONOUS COMPENSATOR TESTING THE ASINCHRONOUS MOTORS

SUMMARY

At the basis of the scheme is the using of a sinchronous motor in compensating regime to provide the magnetic field to the asinchronous generator rigidly coupled with the asinchronous testing motor.

The testing of the asinchronous motors with this scheme max be done without energy recuperation as well as in the energy recuperation regime.

In the paper the author includes the equations that characterizes the functioning of the scheme.

On this occasion some parameters characterizing the scheme have been determined by calculus and by experiment.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
Tom 27 (41) Fascicola 1—1982

ELECTROTEHNICĂ

CALCULUL CARACTERISTICILOR GENERATORULUI ASINCRON AUTOEXCITAT

DE

M. BABESCU

1. Punerea problemei

Generatorul asincron autoexcitat cu condensatoare este indicat în microcentralele hidroelectrice sau eoliene.

Determinarea caracteristicilor acestui tip de generator, în majoritatea lucrărilor, se face în ipoteza unei turaţii rotorice constante [1, 2, 3]. Aceasta presupune un sistem de reglare al turaţiei care, la puteri mici, nu totdeauna este justificat din punct de vedere economic.

În prezenta lucrare se calculează caracteristicile generatorului asincron autoexcitat, antrenat de o maşină energetică primară care are o anumită caracteristică mecanică. În funcţie de valoarea şi natura sarcinii electrice pe care debitează generatorul la un anumit moment, se calculează tensiunea, freeventa, turaţia şi cuplul de la arborele generatorului.

2. Ecuaţiile de funcţionare

Schema electrică a maşinii este dată în fig. 1.

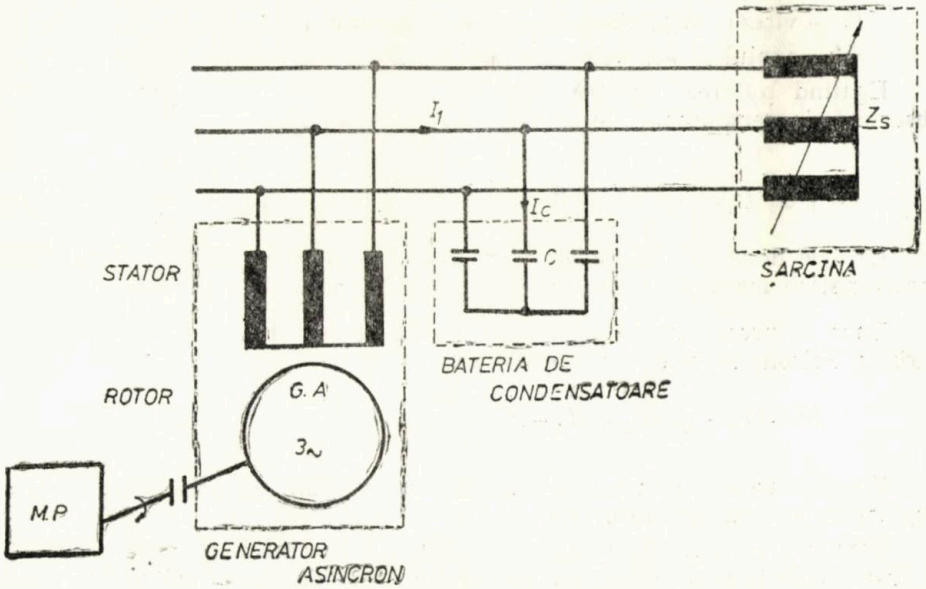


Fig. 1. Generator asincron autoexcitat.

Tensiunea la bornele generatorului se aplică sarcinii Z_s și bateriei de condensatoare de reactanță $X_c=\frac{1}{\omega \cdot c}$ care autoexcită generatorul. Bateria de condensatoare are o valoare fixă C, iar sarcina U_s se presupune variabilă în timp de la valoarea zero la valoarea maximă admisă.

Corespunzător schemei electrice echivalente în T a mașinii asincrone se prezintă în fig. 2 schema electrică generală care a stat la baza calculului caracteristicilor generatorului.

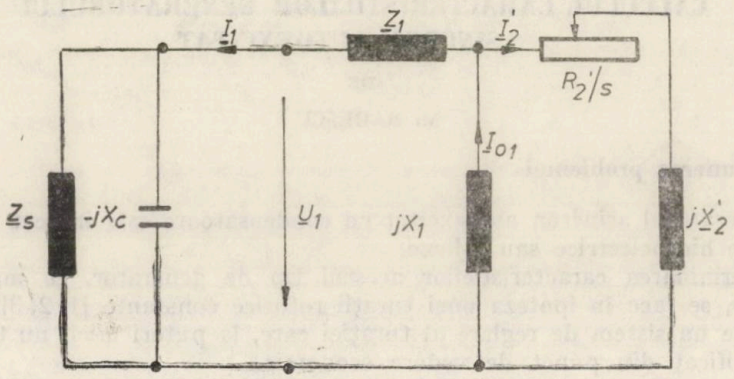


Fig. 2. Schema electrică echivalentă.

Tensiunea și frecvența la care debitează generatorul se calculează din ecuațiile corespunzătoare conservării puterilor active și reactive. La neglijarea pierderilor în fier egalitatea puterilor active conduce la relația:

$$M \cdot \Omega = 3 \cdot \left[\left(\frac{U_1}{Z_s} \right)^2 \cdot R_s + I_1^2 \cdot R_1 + I_2'^2 \cdot R_2' \right] \ldots\ldots\ldots \quad (1)$$

unde: $Z_s = R_s + jX_s$ — sarcina pe care debitează generatorul;

Ω — viteza unghiulară la arborele generatorului;

M — cuplul la arborele generatorului.

Egalînd puterea reactivă dată de condensatoare cu puterea reactivă absorbită de generator și de sarcină, rezultă egalitatea:

$$U_1^2 \cdot \omega_1 \cdot C_1 = s \cdot I_2'^2 \cdot X_2' + I_1^2 \cdot X_1 + \left(\frac{U_1}{Z_s} \right)^2 \cdot X_s + I_{01}^2 \cdot X_{1m} \ldots \quad (2)$$

La cele două ecuații de mai sus se mai adaugă ecuația corespunzătoare caracteristicii mecanice (1) a mașinii energetice primare M.P. (fig. 3).

Dacă se presupune o dependență liniară a cuplului de turație (cum are turbina Pelton) se poate scrie ecuația:

$$M = M_p - \frac{n}{n_0} M_p = M_p - k \cdot n \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (3)$$

Funcționarea în punctul N_1 sau N_2 este determinată de valoarea sarcinii cuplate la bornele generatorului.

Pentru o caracteristică mecanică neliniară a mașinii primare relația (3) se transformă în altă formă, dar, în principiu, calculul caracteristicilor nu este influențat de aceasta.

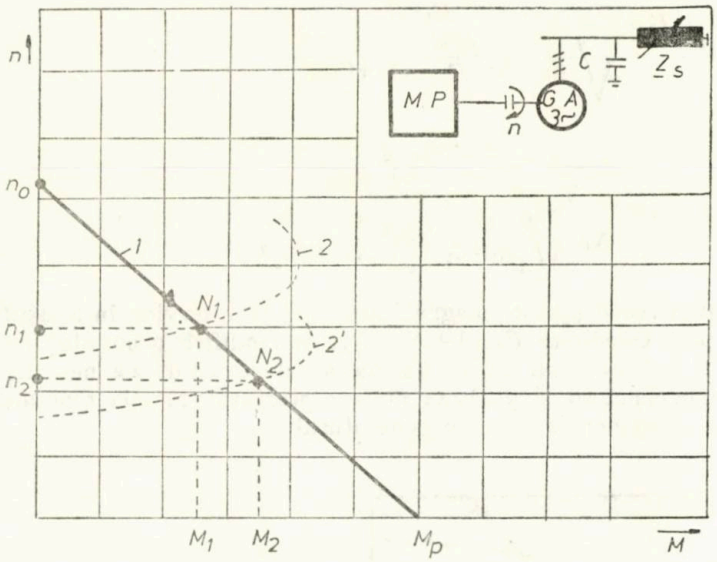


Fig. 3. Caracteristicile mecanice ale generatorului și ale mașinii energetice primare.

Punînd alunecarea la care funcționează generatorul pentru o anumită sarcină, sub forma :

$$s=\frac{n-n^*}{n^*} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (4)$$

unde : $n^*=\frac{f_1}{p}$ — turația cîmpului învîrtitor, relația (3) devine :

$$M=M_p-K\cdot\frac{f_1}{p}(1+s) \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (5)$$

Ecuațiile (1), (2) și (5) completate cu ecuațiile mașinii asincrone (relațiile 4.33) din [1]), formează sistemul de ecuații din care se calculează tensiunea, frecvența și alunecarea la care debitează generatorul peste sarcina z_s.

Pe baza teoriei mașinii asincrone se mai pot scrie relațiile :

$$3R_2'\cdot I_2'^2=s\cdot M\cdot\Omega_1 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \quad (6)$$

$$3\cdot\left[\left(\frac{U_1}{z_s}\right)^2\cdot R_s+I_1^2\cdot R_1\right]=M\cdot\Omega_1 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots \quad (7)$$

unde : $\Omega_1=2\pi f_1/p$ — viteza unghiulară a cîmpului învîrtitor ;

Considerîndu-se pentru alunecarea s relația (4) soluțiile sistemului de ecuații ale mașinii asincrone în necunoscutele I_1, I_2 și I_{01} sînt [1] ;

$$I_1=U_1\frac{\sqrt{\left(1+\frac{x_2'}{x_{1m}}\right)^2+\left(-\frac{R_2'}{s\cdot x_{1m}}\right)^2}}{\sqrt{\left(R_1-C_1\cdot\frac{R_2'}{s}\right)^2+(X_1+C_1\cdot X_2')^2}} \quad \ldots\ldots \quad (8)$$

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 - C_1 \cdot \frac{R_2'}{s}\right)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2}} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (9)$$

$$I_{01} = \frac{U_1 \sqrt{\left(-\frac{R_2'}{s}\right)^2 + X_2'^2}}{X_{1m} \sqrt{\left(R_1 - C_1 \cdot \frac{R_2'}{s}\right)^2 (X_1 + C_1 X_2')^2}} \quad \ldots\ldots\ldots \quad (10)$$

Valoarea reactanței de magnetizare X_1m ce intervine în relațiile (8)÷(10) direct și prin constanta $C_1 \simeq 1 + X_1/X_{1m}$, se modifică pronunțat cu gradul de saturație al generatorului. În fig. 4 se dă caracteristica de magnetizare $U_1 = f(I_\mu)$ ridicată experimental și pe baza ei se reprezintă variația reactanței X_{1m} în funcție de tensiunea la bornele generatorului.

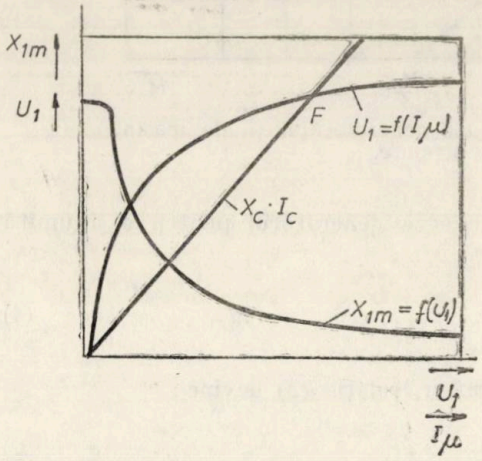


Fig. 4. Variația reactanței X_{1m} în funcție de tensiunea la bornele mașinii.

Generatorul funcționează în punctul F (fig. 4) determinat de valoarea capacităților și a turației.

Determinarea valorii reactanței X_{1m} se face iterativ printr-un calcul de subrelaxare. Ordinograma de calcul este prezentată în fig. 5.

Coeficientul de relaxare $\beta = 0{,}9$ conduce la un timp de calcul minim.

3. Caracteristicile de funcționare

S-au ridicat caracteristicile de funcționare: $U_1 = f(z_s)$ (tensiune funcție de sarcină), $f_1 = f(z_s)$ (frecvență funcție de sarcină) și $s = f(z_s)$ (alunecare funcție de sarcină) pentru o mașină asincronă cu datele:

$P_N = 4$ KW $\qquad p = 3$

$U_{Nf} = 220$ V $\qquad n^* = 1\,000$ rot/min la $f = 50$ Hz

$I_n = 14$ A

$R_1 = 1{,}92\ \Omega$; $X_1 = 2{,}18\ \Omega$

$R_2^1 = 2{,}32\ \Omega$; $X_2^1 = 2{,}67\ \Omega$

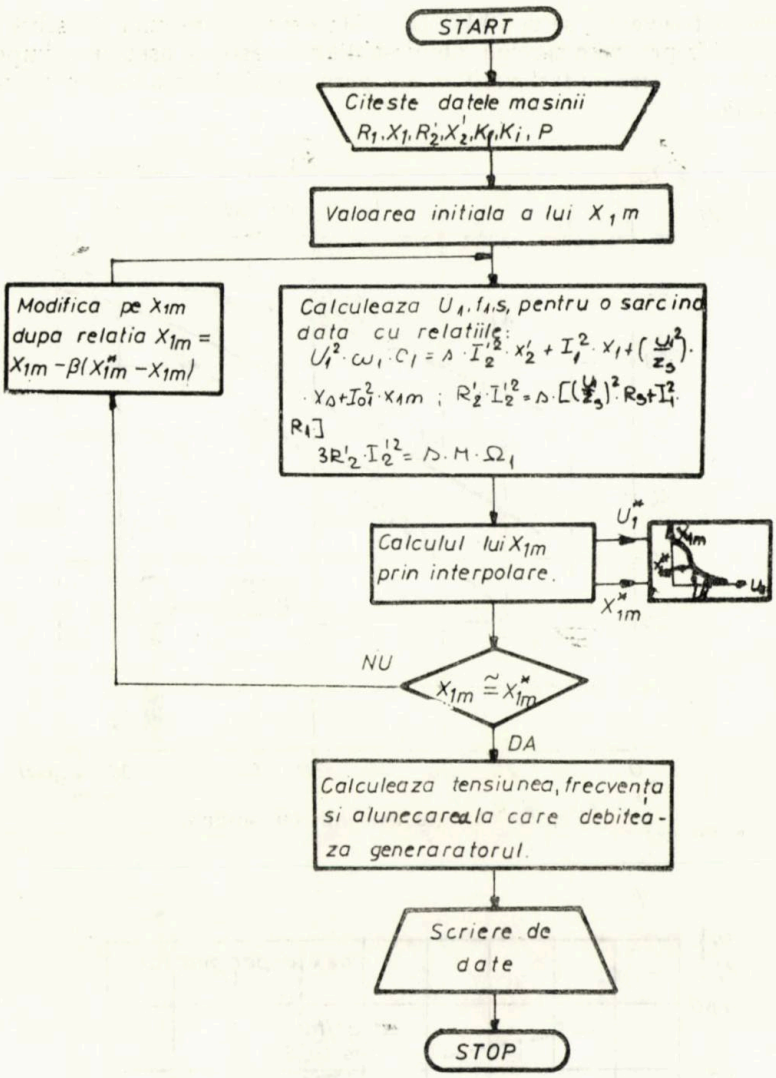


Fig. 5. Ordinograma de calcul.

Valoarea capacității C s-a dedus considerînd:

$$I_c = (0{,}3 \div 0{,}5)\, I_n \quad \ldots \quad (11)$$

$$\frac{U_n}{X_c} = 0{,}5\, I_n \quad \ldots \quad (12)$$

și rezultă $C = 65\ \mu F$.

Caracteristicile de funcționare sînt date în fig. 6, 7, 8.

Se observă din fig. 6 că tensiunea se modifică de la 220 V la 140 V pentru o sarcină rezistivă și de la 220 V la 80 V pentru o sarcină ohmic-inductivă cu cos $\varphi = 0{,}8$. Această variație pentru unii consumatori este inadmisibilă.

Variația frecvenței se la 70 Hz la 35 Hz pentru o sarcină rezistivă și de la 70 Hz la 15 Hz pentru o sarcină ohmic-inductivă este de asemenea importantă. Rezultatele teoretice au fost verificate experimental obținîndu-se o concordanță foarte bună.

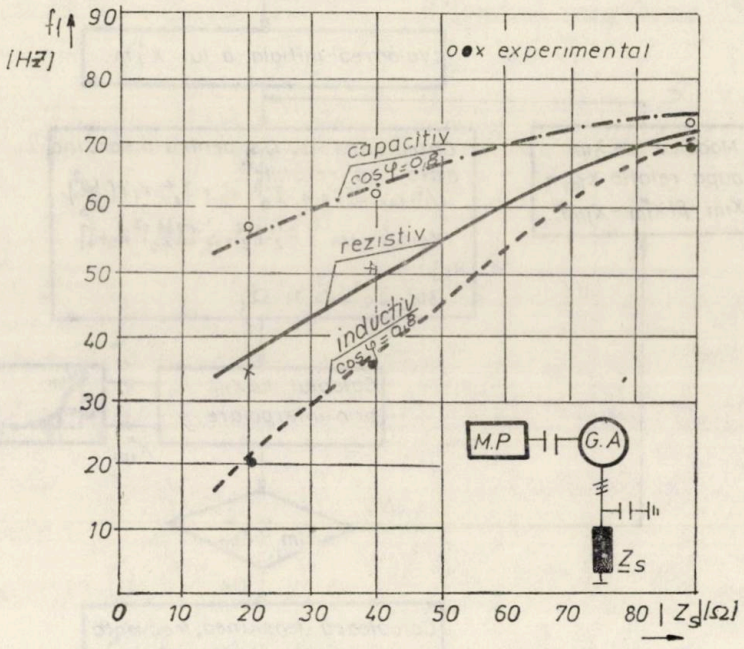


Fig. 6. Variația tensiunii cu sarcina.

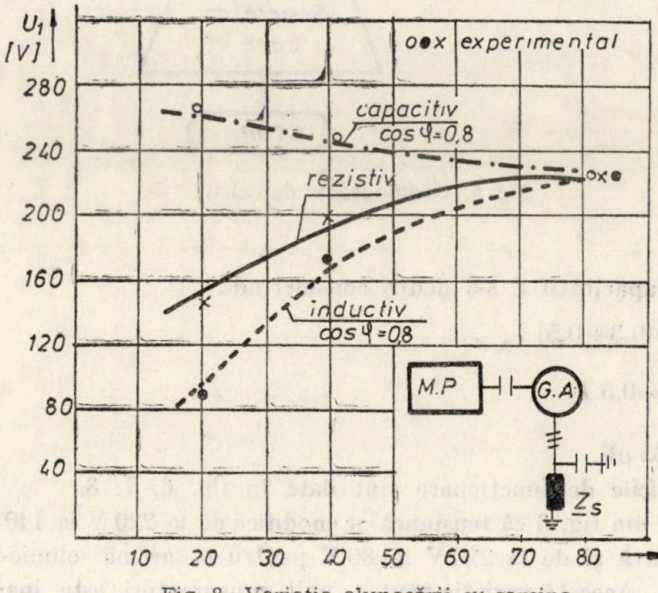


Fig. 8. Variația alunecării cu sarcina.

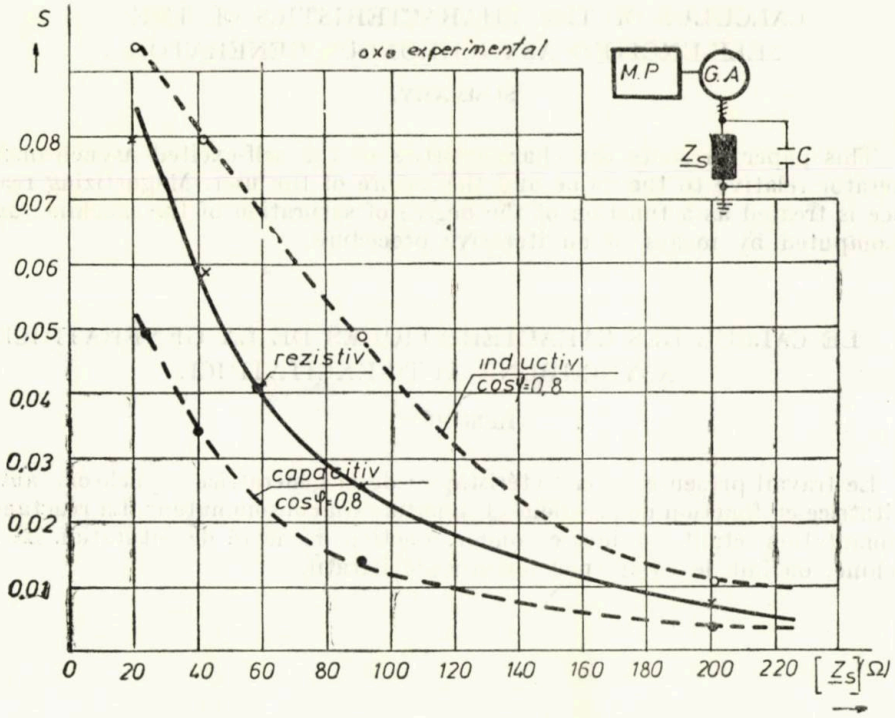


Fig. 7. Variaţia frecvenţei cu sarcina.

4. Concluzii

Pe baza relaţiilor de calcul prezentate s-au trasat caracteristicile generatorului asincron autoexcitat nereglat. Rezultatele obţinute oferă o cunoaştere bună a posibilităţilor generatorului în aceste condiţii. În funcţie de caracterul şi valoarea sarcinii se dă tensiunea şi frecvenţa la care funcţionează generatorul.

BIBLIOGRAFIE

1. Dordea, T., Maşini electrice — Ed. didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1970.
2. Budişan, N., Contribuţii la calculul caracteristicilor generatorului asincron excitat de la surse conectate în paralel — Studii şi cercetări. Academia R.S.R., Tom. VII 1—2, 1960, p. 83—93.
3. Ivanov, A., Generatorii asincroni — Editura energetică de stat, U.R.S.S. — 1950.
4. Babescu, M., Novac, I., Performanţele generatorului asincron dintr-o microcentrală cuplată la sistemul energetic — Energetica, 28, nr. 7, 1980, p. 269—273.

BERECHNUNG DER CHARAKTERISTIKA DES SELBSTERREGENDEN ASYNCHRONGENERATORS

(ZUSAMMENFASSUNG)

Es sind die Charakteristika des selbsterregenden Asynchrongenerators abhängig vom Wert und Natur des Verbrauchers dargestellt. Der magnetische Widerstand wird betrachtet als eine Funktion des Sättigungsgrades des Maschine und ist durch ein iteratives Verfahren zu berechnen.

CALCULUS OF THE CHARACTERISTICS OF THE SELF-EXCITED ASYNCHRONOUS GENERATOR

(SUMMARY)

This paper presents the characteristics of the self-excited asynchronous generator relative to the value and the nature of the user. Magnetizing reactance is treated as a function of the degree of saturation of the machine, and is computed by means of an iterative procedure.

LE CALCUL DES CARACTERISTIQUES DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE AUTO-EXCITATRICE

(RÉSUMÉ)

Le travail présente les caractéristiques de la génératrice asynchrone auto-excitatrice en fonction de la valeur et la nature du consommateur. La réactance d'aimantation étant considérée comme fonction de degré de saturation de la machine, on fait le calcul par un procédé itératif.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
Tom 27 (41) Fascicula 1—1982
ELECTROTEHNICĂ

THYRISTORSTEUERUNG FUR FAHRLEITUNGSGESPEISTE WECHSELSTROMGRUBENLOKOMOTIVEN

DE

ERWIN HAULER, LADISLAU BOKOR, ŞTEFAN GÖRBE, IOAN IOAN STĂCESCU

1. Einleitung

Die fahrleitungspeiste Grubenlokomotiven werden fast ausschliesslich mit Gleichspannung gespeist, die Anfahrt und Verstellunf der Geschwindigkeit wird noch meistens durch Serienwiderstände, Schützen, Serien- und Parallelschaltung von Anker- und Erregerwicklungen der Reihenschlussgleichstromtraktionsmotoren erzielt. Die Anwendung der Steuer- und Leistungselektronik in Grubenlokomotiven bringt eine wesentliche Verbesserung des Fahrverhaltens und der Regelfähigkeit. Beim Behalten der Gleichstromversorgung können für diese Zwecke Gleistromsteller verwendet werden, die schon die allgemeine Vorteile der Thyristorisierung mit sich bringen. Ein weiterer Schritt für die Perfektionierung der Umformungslösung der electrischen Grubenlokomotiven ist die Ersetzung der Gleichstrom- durch Asynchronmotoren, die von Frequenzumformern gespeist werden müssen.

2. Wechselstromgespeiste Grubenlokomotiven

Die Verwendung der Leistungselektronik ermöglicht die gänzliche Umänderung der klassischer Umformungslösung durch die Wechselstromspeisung der Fahrleitung, das Ersetzen der Gleichrichterstationen mit einfachen Transformatoren und die Speisung der Reihenschlussgleichstrommotoren über steuerbare Gleichrichter die auf den Lokomotiven installiert sind und die Veränderung und Regelung der Drehzahl gemäss den Traktionsvorderungen erlauben [1]. Die Vor- und Nachteile der erwähnten Umformungslösung wurden in [1], [4] und [5] ausführlich behandelt. Es besteht weiterhin, auch bei Wechselstrom speisung der Lokomotiven die Möglichkeit die Gleichstrommotoren durch Asynchronmotoren zu ersetzen, selbstverständlich mit Verwendung geeigneter statischen Umformern mit veränderlicher Frequenz und Spannung.

Wie bekannt, wird in der Hochleistungstraktion die vorgeschlagene Lösung intensiv benützt, für die behandelte Applikation gibt es aber einige wichtige Besonderheiten die sich auf die Wahl der Gleichrichterschaltungen und die Problemstellung im System auswirken, undzwar :

Ing. Erwin Hauler ist Assistent am Lehrstuhl für die Verwendung der Elektrischen Energie und Elektrische Maschinen des Polytechnikums „Traian Vuia" Timişoara, ing. Ladislau Bokor, ing, Ştefan Görbe und ing. Ioan Stpescu wirken bei der Abteilung für den Entwurf von Grubenlokomotiven des C.S.C.I.T.U.M. Satu Mare mit.

— da die Fahrleitungsspannungen niedrig sind (bis 1 000 V) ist kein Transformator auf den Fahrzeugen nötig, die verwendete Gleichrichterschaltungen müssen einen direkten Anschluss am einphasigem Netz erlauben ;
— die geringe eingebaute Leistung der Grubenlokomotiven (bis 100 kW) nötigt keine spezielle Unterwerke für ihre Versorgung ;
— die geringe eingebaute Leistung im Traktionssystem (bis zu etwa 7% der Leistung einer Grubenausbeutung) setzt einfachere Konditionen in Bezug auf den Leistungsfaktor fest ;
— die relative Spannungsabfälle sind grösser und können einen negativen Einfluss auf die Funktionsfähigkeit der Lokomotiven ausüben ; spezielle Massnahmen für ihre Kompensierung werden benötigt.

Die verwendbare Gleichrichterschaltungen mit Netz- oder Selbstkommutierung, die Steuerungsmöglichkeiten, die wichtigsten Vor- und Nachteile wurden ausführlich in [2] behandelt.

3. Leistungs-, Steuer- und Automatiseirungsschaltungen der wechselstromgespeisten Grubenlokomotiven

In diesem Abschnitt wird die Thyristorsteuerung für eine fahreeitungsgespeiste Wechselstromgrubenlokomotive beschrieben. Die Blockschaltung der Leistungs-, Steuer- und Automatisierungsschaltungen der Thyristorsteuerung wurde in Bild 1 dargestellt. Für die Wahl des Gleichrichtertypes wurde davon ausgegangen dass man nur Einquadranbetrieb benötigt ; die halbgesteuerte unsymmetrische Brücke wurde wegen ihrer Eifachkeit, Funktionssicherheit

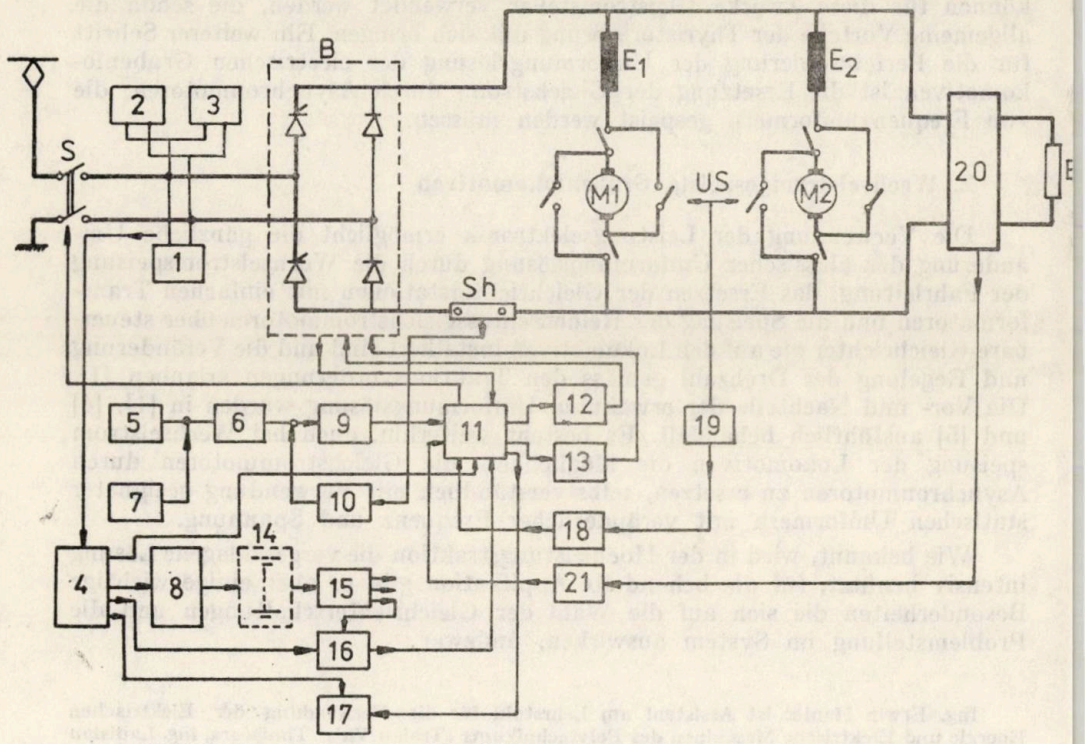


Bild 1. Blockschema der Thyristorsteuerung der wechselstromgespeisten Grubenlokomotive.

und Billigkeit als die am meisten geeingete Schaltung gehalten. Die Nutzbremsug ist wegen den schlechten Betriebsverhältnissen am Fahrdraht nicht möglich, deshalb wurde die Starkstromschaltung mit einer Widerstandsbremse ausgerüstet. Die Drehzahlimkehr wird auch klassischu, electromechanisch gelöst.

Die parallelgeschalteten Reihenschlussgleichstrommotoren M_1 und M_2 mit den Erregungen E_1, E_2 werden über die halbgesteuerte unsymmetrische Gleichrichterbrücke B von der Wechselstromfahrleitung gespeist. Auf der Wechselstromseite wurden die Filter für Oberschwingungen 2, die Kompensierungsanlage der Spannungsabfälle 3 und der Überspannungsschutz 1 vorgesehen. Der Fahrregler 5 setzt den gewünschten Wert vom Strom fest, der zusammen mit dem auf den Stromshunt Sh gemessennen und verstärkten (Block 10) Istwert des Stromes dem Stromregler mit einstellbarer Begrenzung des Stromes 9 zugeführt wird. Eine Logikschaltiung 11 steuert abhängig von den Informationen des Hauptstrom- und Steuerkreises die Zündstufen 12.13 der Leistungsthyristoren an. Die Hochlaufsverzögerung 6 setzt die dynamischen Parametern beim Anfahren fest und die Potentiometerabsicherung 7 sperrt den Gleichrichter beim Ausfall des Fahrreglers. Die Drehzahlumkehr der Motoren wird durch einem vom Reversierungsblock 19 gesteuertem Umkehrschalter US eingeführt ; die Schutzbeschaltung 18 verriegelt die Thyristorschaltung während diesem Manöver und erlaubt eines neue Anfahrt, nach dem Umkehr, nur vom Stromwert null ausgehend. Der Bremswiderstand wird durch die Bremssteuer rungen 20 zugeschaltet, die Bremsverriegelung 21 erlaubt keinen gleichzeitigen Fahr- und Bremsbetrieb. Ein Hilfstransformator 4 sorgt für Synchronisierungsspannungen der Steuerung und ladet über einen Gleichrichter 8 die Hilfsbatterie. Eine Unterspannungslogik 16 greift mittels der Logikschaltung 11 ein, wenn im Hauptstromkreis oder in der Stromversorgung der Elektronik 15 nicht die verlangten Spannungsverhältnisse herrschen. Ein Anzeigeblock 17 ergänzt die gesamte schwachstromelektronische Schaltung.

Die wichtigsten elektrischen Daten des elektronischen Leistungsteiles sind :

— Versorgungswechselspannung	600 V 15%
— Eingebaute Leistung	80 kVA
— Nominaler Gleichstrom	120 A
— Maximaler Gleichstrom	250 A
— Ausgangsgleichspannung	(25—550) V

4. Versuchsergebnisse

Mehrere Grubenlokomotiven vom Typ LMT-7, Hersteller UNIO Satu Mare wurden mit der beschriebenen Thyristorsteuerung ausgerüstet und mit der Bennennung LTA-7 (Bild 2) zwei Jahre im vollständigem Einsatz betrieben.

Die vorgesehene und im Betrieb auch bestätige Vorzüge der Thyristorsteuerung für wechselstromgespeiste Grubenlokomotiven sind :

- Energieerspaarnisse bis zu 40% durch den Weckfall der Anfahrwiderstände ; es ist zu bemerken dass das Fahrzyklus der Lokomotiven langzeitige Funktionierung im unterem Geschwindinkeitsbereich vorsieht ;
- bessere Ausnützung der Traktionsmotoren durch die stetige Verstellung der Zugkraft der Lokomotive ; die maximale Zugkraft wächst mit umgefähr 50% ;

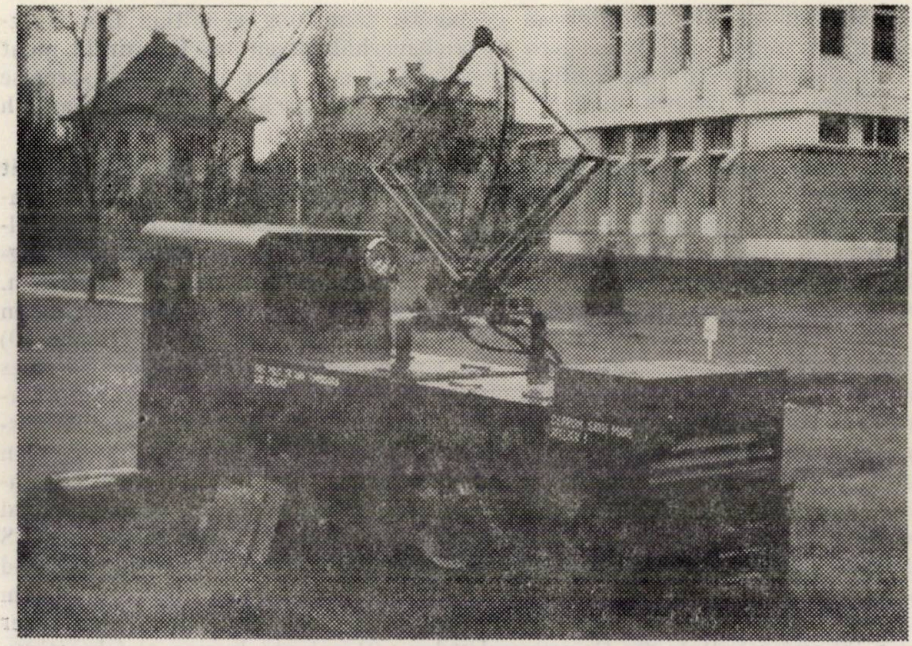


Bild 2. Thyristorisierte Grubenlokomotive LTA-7.

— grössere Funktionssicherheit des Antriebssystems durch den elektronischen Schutz der Traktionsmotoren und Leistungsteiles ;
— die Möglichkeit der Ergänzung der Automatisierungschaltung ;
— grössere Fahrsicherheit.

Die wichtigsten Probleme die man während der Experimentierung lösen musstewaren :

— Verminderung des Spannungsabfalles auf der Fahrleitung,
— Verhinderung der Refexionen und Resonanzen der Wechselspannung in der Fahrleitung,
— Verminderung der Rückwirkungen der Thyristorlokomotiven auf Fernmeldeeinrichtungen.

Der relative Spannungsabfall bei der Speisung des Fahrdrahtes mit Wechselspannung ist wegen der eigenen Reaktanz wesentlich grösser als bei Gleichstromspeisung. Für die Verminderung des Spannungsabfalles und gleizeitige Verlängerung des gespeisten Abschnittes wurden für den vorliegenden Fall Kompensationskondensatoren benützt, die auf der Lokomotive angebracht sind und durch statische Wechselstromschalter von einem bipositionellem Regelkreis der Fahrdrahtspannung zu und abgeschaltet werden. Die Auswirkungen de Kompensierung durch Kondensatoren auf der Lokomotive werden durch die in Bild 3 eingetragene Versuchsergebnisse erleutert. Die Lokomotive befindet sich 1,7 km entfernt von der Speisestelle, der Steuerwinkel des Gleichrichters ist 90° ; es wurden die Situationen ohne und mit einer Kompensierungskapazität von 450 μF dargestellt. Im Falle der Kompensierung wird eine wesentliche Verminderung des Spannungsabfalles Δu_L bemerkt, was sich positiv auch auf die gleichgerichtete Spannung U_d ausübst. Der totale Leistungsfaktor beim Einspeisepunkt λ_1 und auf der Lokomotive λ_2 weisen auch wesentliche verbesserte Werte auf, der globale Wirkungsgrad des Systems η (den Motoren ausgenommen) wächst ebenfalls.

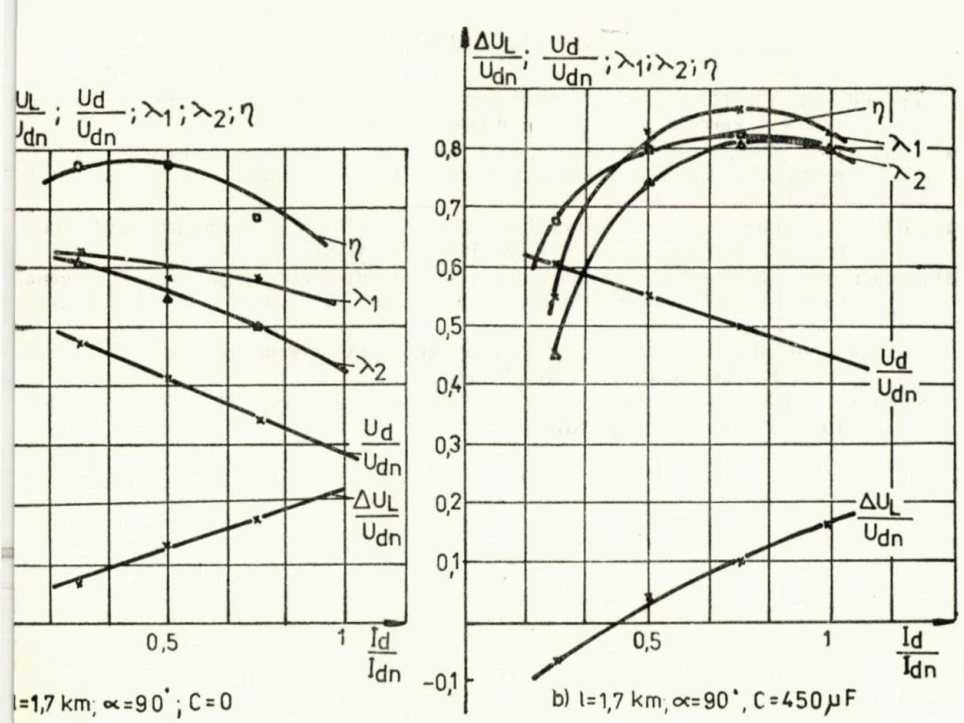


Bild 3. Versuchsergebnisse für die Kompensierung des Spannungsabfalles durch Kondensatoren. Erläuterungen im Text.

Die Reflexionen und Resonanzen der Fahrleitungsspannung führen zu erheblichen Spannungserhöhungen die den Thyristorteil überfördern können. Sie erscheinen bei bestimmten Netzkonfigurationen in Wechselstromnetzen, angeregt durch den periodischen Kommutierungsvorgang im Netzstromrichter und wurden in unserem Falle durch verschiedene netzseitige Massnahmen verhindert, undzwar :

— grössere Kurzschlussleistung an der Speisestelle,

— Vermeidung von freien Leitungsenden,

— Störstellen für die Wellenausbreitung im Netz (Verzweigungen),

— Dämpfung durch RC-Glieder am Ende einer offenen Leitung.

Eine Verminderung der Rückwirkungen der Thyristorlokomotiven auf Fernmeldeeinrichtungen wurde durch klassische Methoden erreicht, undzwar durch Verbesserung des Reduktionsfaktors der Leitungen und passive Filter für die Aussiebung der störenden Frequenzen [6].

5. Schlussbemerkungen

Die behandelte Thyristorsteuerung für fahrleitungsgespeiste Wechselstromlokomotiven sorgt für bessere Verhältnisse in Bezug auf die maximale Zugeraft, den globalen Wirkungsgrad, die Qualität des Antriebes und die Verkehrssicherheit im Betrieb. Experimentelle Untersuchungen erlaubten die quantitative Bewertung dieser Vorteile. Wechselstromgespeiste Grubenlokomotiven mit der beschriebenen Thyristorsteuerung sind beim Produzenten UNIO Satu Mare für die Serienproduktion reif.

BIBLIOGRAFIE

1. Oprendeck B., Hauler E., „Metodă pentru ridicarea fiabilității sistemelor de convertire a energiei în tracțiunea urbană" Brevet R.S.R. 75059/1976.
2. Hauler E. „Convertoare statice c.a.—c.c. destinate alimentării motoarelor de c.c. pentru traxțiunea de medie putere" În „Electronica aplicată" 8—9 sept. 1979 vol. 1 pag. 141—146.
3. Hauler E., Görbe Șt., Bokor L., Stăcescu I., „Tendințe moderne în tracțiunea electrică minieră" Sesiunea Jubiliară I.C.P.E. București 1981.
4. Hauler E., Görbe Șt., „Alimentarea în curent alternativ a locomotivelor de mină cu troleu de 7 tone" Studiu I.P. „Traian Vuia" Timișoara — C.E.P.R.O.M. Satu Mare 1976, 70 pag.
5. * * *: „Studiul eficienței economice a locomotivei tiristorizate de mină LTA-7" Studiu C.E.P.R.O.M. Satu Mare 1978, 40 pag.
6. Völkl H,. „Techniken zur Beherrschung der Netzrückwirkungen" ZEV-Glaser Annalen 103 (1979) nr. 2/3 pag. 107—113.

Buletinul ştiinfific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
Tom 27 (41) Fascicula 1—1982

ELECTROTEHNICĂ

THYRISTORSTEUERUNG FUR AKKUMULATORGESPEISTE GRUBENLOKOMOTIVEN

DE

ERWIN HAULER, ŞTEFAN GÖRBE, LADISLAU BOKOR, IOAN STĂCESCU

1. Einleitung

Bei der klassischer Lösung für die Anfahrt und Verstellung der Geschwindigkeit der akkumulatorgespeisten Grubenlokomotiven wird die Serien- und Parallel-Schaltung von Batteriesektoren, von Anker- und Erreger-Wicklungen der Traktionsmotoren verwendet, wodurch man mehrere diskrete Geschwindigkeitsstufen festlegt, mit den aus der Literatur bekannten Nachteilen. Gleichstromsteller [1] erlauben wie bekannt, bei der Einspeisung mit einer konstanten Gleichspannung die stetige Veränderung ihrer Ausgangsspannung, was unter besonders vorteilhaften energetischen Bedingungen zur Verstellung und Regelung der Geschwindigkeit der batteriegespeisten Fahrzeugen benützt werden kann.

In den folgenden Abschnitten werden die Lösungen für dei Stark- und Schwach-stromschaltungen einer Thyristorsteurung für akkumulatorgespeiste Grubenlokomotiven vom Typ LA 4, Hersteller UNIO Satu Mare erläutert.

2. Leistungs-, Steuer- und Automatisierungs-Schaltungen

Die grundsätzliche Kriterien die bei der Wahl der elektronischer Antriebslösung in Betracht genommen wurden sind folgende :

- da die eingebaute Leistung der verwendeten Reihenschlussgleichstrommotoren relativ gering ist (2×5,4 kW) wurde ein einziger Gleichstromsteller mit Einquadrantenbetrieb gewählt, mit mechanischer Umkehr der Drehzahl der Motoren ;
- da die maximale Geschwindigkeit der Lokomotive klein ist (2 m/s) wurde wegen dem nötigen Aufwand an Elektronik oder Schaltgeräte auf die Energierücklieferung beim Bremsen verzichtet ; das Bremsen wird mechanisch durchgeführt ;
- als Steuerverfahren des Gleichstromstellers wurde eine Zweipunktregelung des Ankerstromes verwendet [1], da diese wesentliche Vorteile beim Schutz der Motoren und der Leistungselektronik bietet, ohne dass die veränderliche Pulsfrequenz negative Einflüsse auf die Versorgung hat ;

Ing. Erwin Hauler ist Assistent am Lehrstuhl für die Verwendung der Elektrischer Energie und Elektrische Maschinen des Polytechnikums „Traian Vuia" Timişoara, ing. Ştefan Görbe, ing. Ladislau Bokor und ing. Ioan Stăcescu wirken bei der Abteilung für den Entwfur von Grubenlokomotiven des C.C.S.I.T.U.M. Satu Mare.

— auf Grund theoretischer und praktischer Untersuchungen wurde auf eine Glättungsinduktivität im Ankerkreis der Motoren verzichtet ;

— der elektronische Leistunsteil wurde der Kurzschluss leistung der Motoren angepasst.

Die Blockschaltung der Thyristorsteureng für akkumulatorgespeiste Grubenlokomotiven vom Typ LA 4 ist im Bild 1. dargestellt [2, 3].

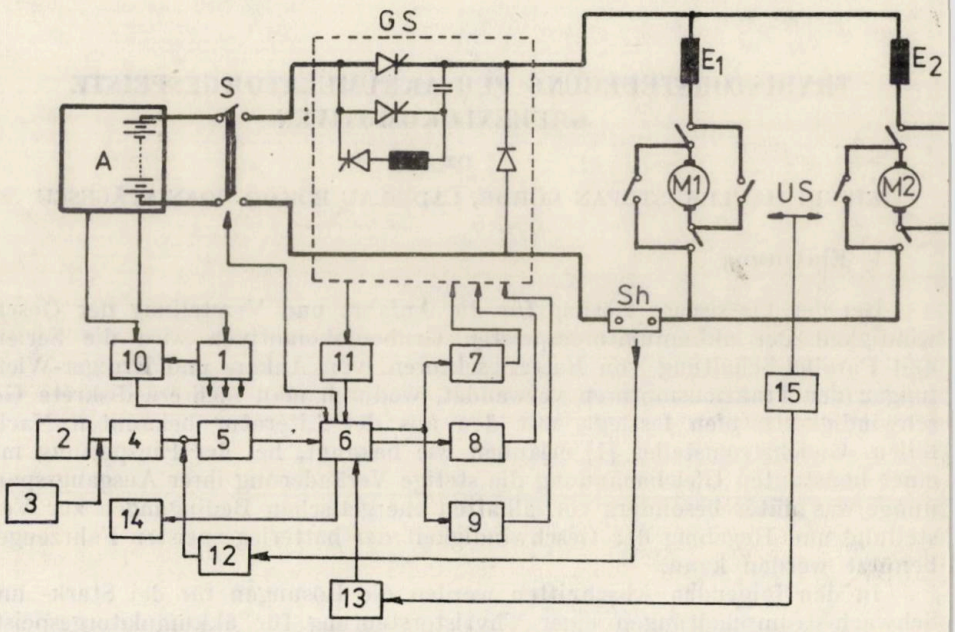


Bild 1. Blockschema der Thyristorsteuerung der Grubenlokomotive LA4.

Die parallelgeschaltete Reihenschlussgleichstrommotoren M_1, M_2 mit den Erregungen E_1, E_2 werden mittels dem Geichstromsteller GS von den Batterien gespeist. Der Fahrregler 2 setzt den gewünschten Wert vom Strom fest, der zusammen mit dem auf den Stromshunt gemmessennen Ist-Wert des Stromes dem Stromregler mit Hysterese 5 zugeführt wird. Die Logikschaltung 6 steuert abhängig von den Informationen der Konditionierungsschaltung 11 und des Stromreglers 4 die Zündstufen für die Haupthyristoren 7, Löschthyristor 8 und Aufladethyristor 9 an, die, Impulsreihen mit der Frequenz von 2 kHz an die Thyristoren abgeben. Eine Strombegrenzungsschaltung 12 erlaubt die Beschränkung bei einem beliebig einstellbarem Wert des Hauptstromes der Motoren. Die Hochlaufverzögerung 4 setzt die dynamischen Parametern beim Anfahren fest und die Potentiometerabsicherung 3 sperrt den Gleichstromsteller beim Ausfall des Fahrreglers. Eine Unterspannungslogik 10 greift mittels der Logikschaltung 6 ein, wenn bei der Hauptbatterie oder in der Stromversorgung für die Elektronik 1 nicht die verlangte Spanungsverhältnisse herrschen. Die Drehzahlumkehr der Motoren wird durch einem vom Reversierungsblock 15 gesteuertem Umkehrschalter eingeführt ; die Schutzbeschaltung 13 verriegelt den Gleichstromsteller während diesem Manöver und erlaubt eine neue Anfahrt, nach dem Umkehr, nur vom Stromwert null ausgehend. Ein Anzeigeblock 14 ergänzt die gesamte schwachstromelektronische Schaltung der Lokomotive.

Die wichtigsten electrischen Daten des Leistungsteiles des Gleichstromstellers sind :

— Versorgungsgleichspannung	72 V (+10% −15%)
— Nominaler Gleichstrom	200 A
— maximaler Gleichstrom	450 A
— maximale Pulsfrequenz	200 Hz

3. Versuchsergebnisse

Eine Grubenlokomotive vom Typ LA 4 wurde mit der beschriebenen Thyristorsteuerung ausgestattet und mit der Bennung LTA 4 (Bild 2) mehrere Jahre im vollständigem Einsatz betrieben.

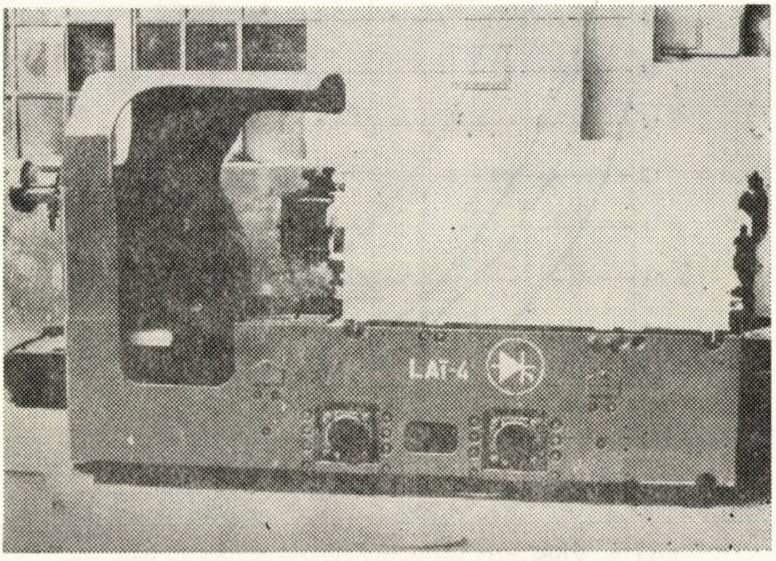


Bild 2. Thyristorisierte Grubenlokomotive LTA4.

Die vorgesehene und im Betrieb auch bestätiget Vorzüge der Thyristorsteuerung sind folgende :

— bessere Ausnützung der Traktionsmotoren durch die stetige Verstellung der Zugkraft der Lokomotive ; die maximale Zugkraft wächst mit umgefähr 50% ;
— grössere Lebensdauer der Traktionsbatterien, im durchschnitt um 50%, da die charakteristischen Stromstösse der klassischer Lösung weckfallen ;
— grössere Funktionssicherheit des Antriebssystems durch den elektronischen Schutz der Batterie, der Motoren und des elektronischen Leistungsteiles.

Selbstverständlich kommen noch die allgemeine Vorteile einer Thyristorsteuerung dazu, in Bezug auf die Qualität des Antriebes, den Weckfall der Schaltgeräte, die Möglichkeit der Ergänzung der Automatisierung und nicht zuletzt die einfache explosionsgeschützte Ausführung.

Das Betriebsverhalten der Thyristorgesteuerten Lokomotive wird anhand den wichtigsten Versuchsergebnissen erläutert, wobei man die bewertete Resultate mit jenen der klassischen LokomotiveLA 4 vergleicht.

Bild 3 zeigt das Zugkraft/Geschwindigkeit-Diagramm für zwei Werte der Speisespannung der Motoren für beide Lokomotiven. Wie erwähnt, wächst bei der Thyristorlokomotive LTA 4 durch die stetige Veränderung des Hauptstromes die maximale Zugkraft mit über 50%.

Energetische Erkentnisse kann man aus den Wirkungsgradkurven der beiden Lokomotiven gewinnen (Bild 4). Es sind keine wesentliche Unterschiede

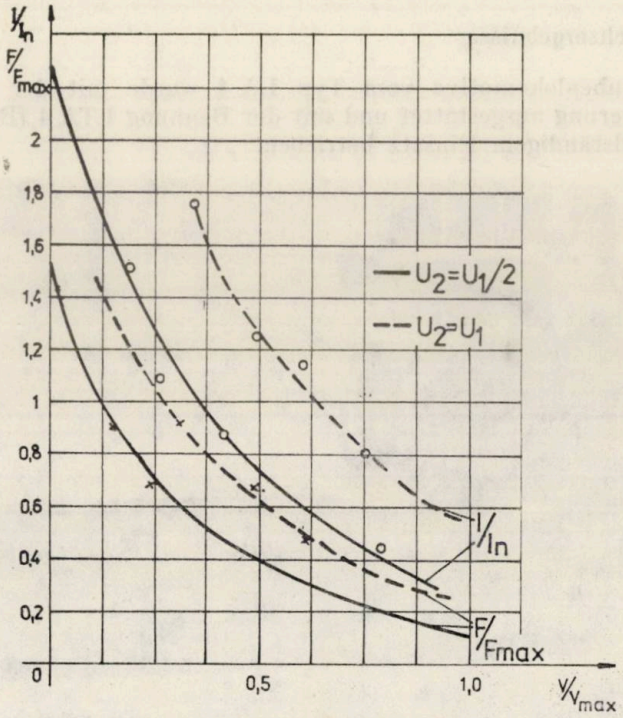


Bild 3. Zugkraft/Geschwindigkeit Diagramm und die Motorströme der Grubenlokomotiven LTA4 und LA4.

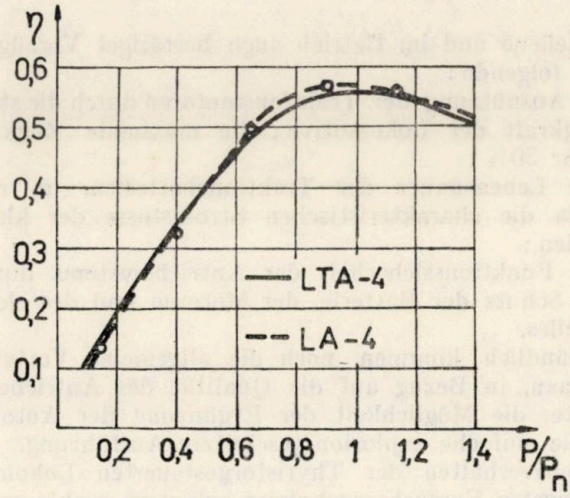


Bild 4. Wirkungsgrad in Funktion der Leistung der Lokomotiven LTA4 und LA4.

zu bemerken, da die klassische Lokomotive keine zusätzliche energieverbrauchende Elemente benützt. Eine Verbesserung des Wirkungsgrades der Thyristorlokomotive bei grossen Leistungen könnte man durch das Kurzschliessen des Gleichstromstellers erreichen. Man verzichtete aber darauf da man dadurch die Manövrierfähigkeit der Lokomotive einschränken würde.

Die Verläufe der wichtigsten Kennwerte während einer Anfahrt mit voller Last und Aussteuerung wurde in Bild 5 veranschaulicht. Die schnelle Änderungen der Kennwerte sind nicht systemspezifisch, sie sind auf die schwierigen Verhältnisse beim Betrieb und Messungen zurückzuführen.

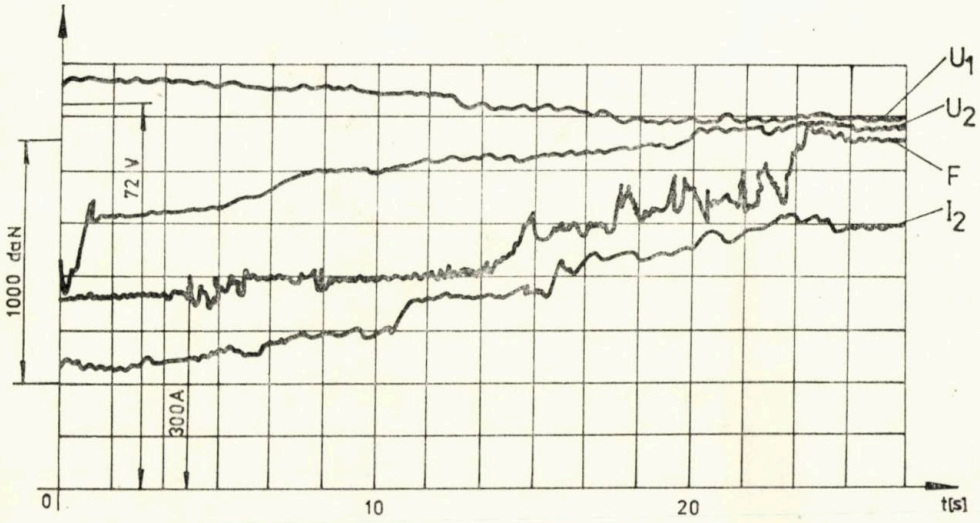


Bild 5. Anfahrvorgang der Lokomotive LTA4 bei voller Last und Aussteuerung.

4. Schlussbemerkungen

Die behandelte Thyristorsteuerung für die akkumulatorgespeiste Grubenlokomotive sorgt für bessere Verhältnisse in Bezug auf die maximale Zugkraft, Ausnützung der Traktions-Batterien und Motoren, die Qualität der Antriebslösung und die Verkehrssicherheit im Betrieb. Aufwendige und langzeitige experimentelle Untersuchungen ermöglichten die quantitative Bewertung der erwähnten Vorteilen.

LITERATURHINWEISE

1. Heumann K., „Grundlagen der Leistungselektronik" Teubner Studienbücher, Stuttgart 1975.
2. Hauler E., Görbe Șt., „Metodă pentru mărirea fiabilității sistemelor cu convertoare statice" Brevet nr. 87950.
3. Hauler E., Fildan M., „Metodă și schemă pentru mărirea fiabilității motoarelor electrice în tracțiune" Brevet nr. 84610.

COMANDA TIRISTORIZATĂ PENTRU LOCOMOTIVE DE MINA CU ACUMULATORI

REZUMAT

Soluția prezentată a echipamentului tiristorizat destinat locomotivei de mină cu acumulatori LA 4 conferă acesteia avantaje nete în raport cu varianta clasică de acționare privitor la forța de tracțiune maximă, utilizarea motoarelor de tracțiune, durata de viață a acumulatoarelor de forță și fiabilitate. Determinări experimentale laborioase și de lungă durată au permis evaluarea cantitativă a acestora.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
Tom 27 (41) Fascicula 1—1982

ELECTROTEHNICĂ

QUELQUES POINTS DE VUE CONÇERNANT LA PLANIFICATION DU DÉVELOPPMENT DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES DE TRANSPORT

DE

A. BUTA

1. Considerations generales

L'évolution rapide des besoins d'énergie, la nécéssité d'assurer cet besoin dans des conditions de qualité, de permanence de service, de l'économique et de sûreté, réclame des problèmes complexes pour un système énergétique, lui exigeant une continue organisation et développement.

Dans cet contexte, un élement très important qui fait parti d'un système énergétique, est sans doute le réseau électrique de transport. À propos de cet réseau, il est intéressant d'indiquer les suivants problemes [1]—[3] :

— choix de la valeur et du moment d'introduire un niveau de tension plus élevé dans les réseaux électriques de transport ;

— développement optimal des lignes électriques des hautes et trés hautes tensions ;

— corrélation du développement des réseaux électriques de transport de tension diverse, en considérant les longueurs et les puissances de transport, donc les régions de réalisation et de consommation de l'énergie électrique ;

— détermination des schémas de fonctionnement.

La solution de ces problèmes exige à présent des nombreuses études, analyses et demande la collaboration des nombreux spécialistes, des organisations énergétiques, nationales et internationales.

De cette raison, quoi qu'elles soient les connaissances résultées par l'évolution du réseau de transport, jusqu'à présent, elles peuvent être utiles dans la planification des leurs développement [1], [2], [4].

Les informations conçernant un réseau électrique peuvent avoir un caractère descriptif (L'énergie de transport, les longueurs des lignes, les tensions nominales des lignes etc.), ou fonctionnel, liées des caracteristiques fonctionnelles des éléments des réseaux électriques (les caracteristiques des transformateurs, des appareillages de commutation, l'élasticité de schèmas de fontionnement etc).

Cettes connaissances permettent de déterminer des indicateurs synthétiques (globales), qui caractérisent le fonctionnement technique, ou technique-économique du réseau et ils présentent un niveau élevé de généralité et de stabilité en temps.

Dans cet article on fait connaître quelques méthodologies de recherche statistique des connaissances existantes dans le but d'obtenir des nouveaux indicateurs trés utiles dans la planification du développement des réseaux électriques.

2. Méthode de l'indicateur W_C/L_{ech}

Si on suppose que la capacité de transport d'une ligne varie comme le carré de la tension, l'énergie électrique de transport par un réseau électrique a l'instant t est proportionelle avec une grandeur L^*, donnée par la formule :

$$L^*(t) = \sum_{i=1}^{N} U_i^2 \cdot L_i \qquad (1)$$

ou :

U_i — sont les tensions normalisées des lignes de transport, U_N étant la tension la plus élevée ;

L_i — les longueurs des lignes. Pour la détermination des cettes longueurs, il faut tenir compte de fait que la ligne peut être avec un ou deux ternes. Sans doute, si n'on dispose pas des suffisantes connaissances, on peut renoncé à cet point de vue et il suppose que toutes les lignes de même tension, présentent aussi la même construction (un, ou deux ternes).

Supposons maintenant que U_k est la tension de référence, la relation (1) deviendra :

$$L_{ech}(t) = L_k + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N} [U_i/U_k]^2 \cdot L_i \qquad (2)$$

Dans cette expression, L_{ech} représente la longueur équivalente totale des lignes de transport de tension U_k, l'équivalence s'effectuant du point de vue de la capacité de transport d'une ligne,

De suite, connaissant l'énergie de transport W_t et L_{ech}, on peut déterminer la valeur de l'indicateur W_t/L_{ech}. Malheureusement, l'énergie de transport est une grandeur qui n'est pas toujours connue avec une suffisante précision.

Par contre, si on suppose que le rapport entre l'énergie de transport et l'énergie de consommation W_c varie en temps, conformément à une certaine loi, on peut observer avec une suffisante précision, le rapport W_c/L_{ech}. En principe, la variation de cet indicateur dépend du niveau de developpement dans les pays considerés, de la politique énergetique, de l'implantation de centrales nucléaires [5] etc. On s'attend que dans les pays en cours de développement, cet indicateur présentera une variation decroissance, et pour les pays avancés, une variation constante ou croissance [6].

L'utilisation de l'indicateur W_c/L_{ech} suppose que l'évolution de longueurs des lignes des tensions existantes est connue, ou on accepte qu'elle varie après des lois définies (qui corespondent à quelques considérations techniques et économiques normales, déduites statisquemment, à l'aide des connaissances existantes), comme la connaissance des résultats de pronostic de l'énergie W_c.

Si, à quelque instant prochain, on désire d'établir le niveau de l'efficience de fonctionnement du réseau électrique, la nécéssité d'introduire une tension plus élevée, la longuer des lignes de tension plus élevée, on détermine la valeur du rapport W_c/L_{ech} par l'extension de la corrélation $W_c/L_{ech} = f(t)$. Cette valeur est notée $[W_c/L_{ech}]_v$.

D'autre part, on calcule le rapport $[W_c/L_{ech}]_c$. Pour cela il est nécessaire de connaître :

$$W_c = W_c(t) \text{ et } L_i = L_i(t) \tag{3}$$

L'état de réseau électrique est optimal, si on a :

$$[W_c/L_{ech}]_c \approx [W_c/L_{ech}]_v \tag{4}$$

Si, cette condition n'est pas assurée, l'état de réseau n'est pas optimal, et il faudra agir sur la valeur de L_{ech} (W_c est imposé par les consommateurs), de suite que la condition (4) soit assurée.

La différence de L_{echc}, jusqu'à $L_{ech\,v}$, sera assumer, soit par une nouvelle tension plus élevée, soit par la construction des nombreuses lignes aux tensions existantes. Pour établir laquelle de méthodes est meilleure, il est nécessaire de comparer la valeur de la différence $L_{echv} - L_{echc}$, avec celle de composantes dc L_{echc}.

Si, cettes deux valeurs sont comparables, sans doute qu'il est nécessaire d'introduire une nouvelle tension plus élévée de transport.

La figure 1 donne une présentation synthétique à la méthode précédemment exposée.

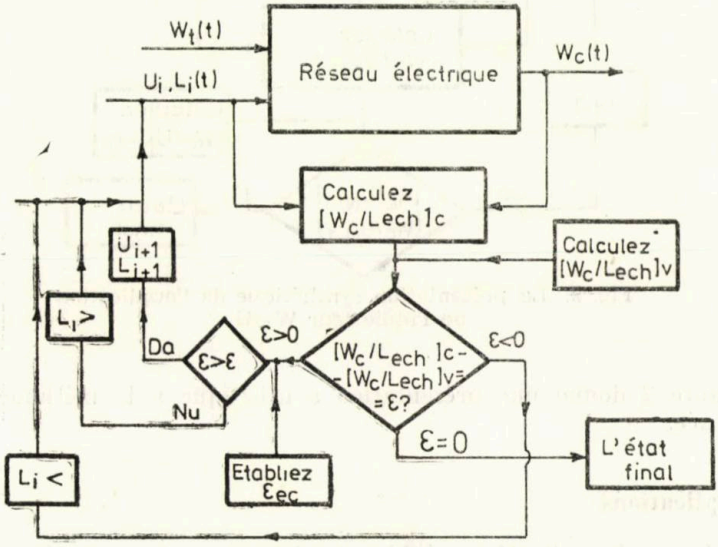


Fig. 1. La présentation synthétique de l'application de l'indicateur W_c/L_{ech} .

3. **Méthode de l'indicateur** W_c/U_N

Pour un réseau électrique de transport, le niveau des pertes de puissance ou de l'énergie, est un indicateur très important pour décider l'efficience de fonctionnement du réseau électrique. Cettes pertes varient comme le carré du rapport P/U, ou P est la puissance de transport, et U la tension de réseau. Par suite, cettes pertes sont proportionnelles comme le rapport P/U, ou W_t/U. Si on suppose que le rapport d'énergie de transport et d'énergie de consommation varie en temps, suivant une certaine loi, les pertes sont proportionnelles comme le rapoprt W_c/U.

L'introduction d'une nouvelle tension plus élevée de transport, puet-être considerée comme une méthode de diminuer les pertes, de but d'augmenter l'énergie de transport. Ainsi, si on détermine les valeurs de rapport $[W_c/U_{N-1}]_c$, correspondantes à l'instant de l'introduction de la tension plus élevée U_N, on peut tracer la courbe limite de fonctionnement économique de réseau, à condition de l'existance de la tension de transport élevée U_{N-1}.

Si, à quelque instant prochain donné, le point de fonctionnement W_c/U_N s'établi au-dessus de cette courbe limite, le fonctionnement du réseau n'est pas économique. Il est nécessaire de rapporter le point de fonctionnement sous la courbe limite.

Pour ce but, il faut adopter une nouvelle tension $U_{N+1} > U_N$. Pour la determination l'instant de sa introduction, il est nécessaire de respecter la recommandation que $U_{N+1}/U_N \approx 1{,}5 \div 2$ [1].

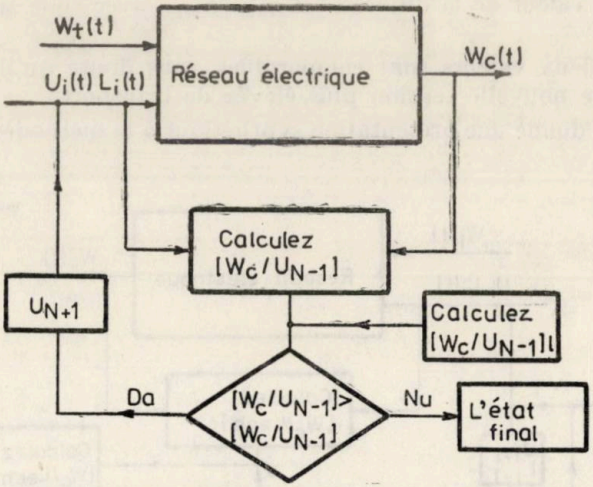


Fig. 2. La présentation synthétique de l'application de l'indicateur W_c/U_N.

La figure 2 donne une présentation synthètique à la méthode précedement exposée.

4. Applications

Pour ilustrer les méthodes précédemment exposées, on a sonsidéré le réseau français et avec des chiffres de [1], [7]—[12], on a calculé les valeurs des indicateurs adoptés.

Ainsi :

a) W_c/L_{ech} [TWh/km] est établi, en considerant comme tension de référence la valeur de 150 kV et en ne tenant pas compte du nombre des ternes. Dans la figure 3 on présente L'évolution de cet indicateur.

Compte tenu du fait que l'année de référence ($t=0$) est 1963 si on emploie l'analyse de régression, l'écuation qui décrit la variation en temps de l'indicateur W_c/L_{ech} est :

$$\lg [W_c/L_{ech}] = 0{,}19127 + 0{,}04906 \cdot t \text{ [GWh/km]} \qquad (5)$$

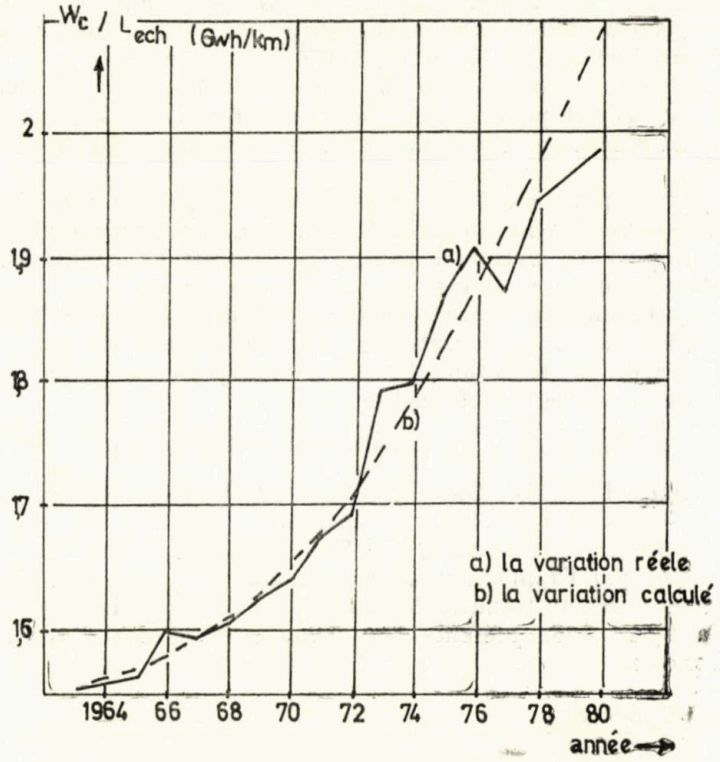


Fig. 3. L'évolution de l'indicateur W_c/L_{ech} pour le réseau français.

Pour l'année 1985, de rélation (5) s'obtienne la valeur 2,013 et pour l'anneé 2000, 2,38. Correspondant, s'obtiennent les suivantes valeurs des longueurs des lignes de 150 kV :

198 708 km pour l'année 1985 ; 420 168 km pour l'année 2000.

Les lois de variation des longuers des lignes de transport sont :

$L^{400}=0{,}958\ t$ [,mill. km] (6) pour les lignes de 400 kV,

et

$L^{225}=11{,}7+0{,}985\ t$ [mill. km] (7) pour les lignes de 225 kV.

Avec t, on a noté l'instant en années, et l'année de référence est 1960.

Ainsi on peut calculer pour l'année 1985 : $L^{400}=11\ 600$ km, $L^{225}=37\ 795$ km, et pour l'année 2000 : $L^{400}=18\ 158$ km, $L^{225}=50\ 570$ km, (L^{400} est appropriée de celle qui aété déduite dans [5]).

Donc :

$$L_{ech\ 1985}=11\ 600\left[\frac{400}{150}\right]^2+35\ 795\left[\frac{225}{150}\right]^2+5\ 000=168\ 027\ \text{km, et}$$

$$L_{ech\ 2000}=18\ 158\left[\frac{400}{150}\right]^2+50\ 570\left[\frac{225}{150}\right]^2+5\ 000=247\ 906\ \text{km,}$$

où la longuer des lignes de 150 kV a été adoptée constante et égale à 5 000 km.

Les différences de 168 027 jusqu'à 198 708, c'est-à-dire 30 681 km et de 247 906 km jusqu'à 420 168 km, c'est-à-dire 172 262 km, seront assumées, soint par l'introduction des lignes de tension plus élevées.

Par conséquence, pour l'année 1985 résulte 30 681/24=1 278 km longuer de ligne de 735 kV, et pour l'année 2000, 172 262/24=7 177 km. Cette dernière valeur est proche de celle de la structure des réseaux possibles à la fin de siècle [1].

Donc, par l'application de la méthode de W_c/L_{ech} il a résulté qu sans considérée l'implantation de centrales nucléaires, mais seulement l'efficience de réseau de transport au niveau de l'année 1985, il est nécessaire d'introduire une nouvelle tension, plus élevée, c'est-à-dire, de 735 kV.

b) W_c/U_N [TWh/kV], a été calculé en considérant comme année de référence, 1921, lorsque on a introduit, près de la tension de 63 kV (U_{N-1}—63 kV), aussi la tension de 90 kV (donc U_N=90 kV) [11], La variation du rapport $]U_c/U_{N-1}]_e$, est montrée par l'écuation :

$$\lg [10^2 \cdot W_c/U_{N-1}]=0{,}8816+0{,}015\,t \ [\text{TWh/kV}] \qquad (8)$$

Pour l'année 1985, W_c/U_N=330/400=0,825 TWh/kV et de la relation (9) résulte la valeur de 1,165. Pour cette dernière valeur il est nécessaire une tension de transport de valeur : U_{N+1}=800/1,165=686,7 kV.

Donc, ausssi par l'application de la méthode de W_c/U_N il a résulté qu'à la fin de siècle, le réseau français de transport nécessite la tension de 735 kV.

Dans la figure 4 on présente l'évolution de l'indicateur W_c/U_{N-1} pour le réseau français.

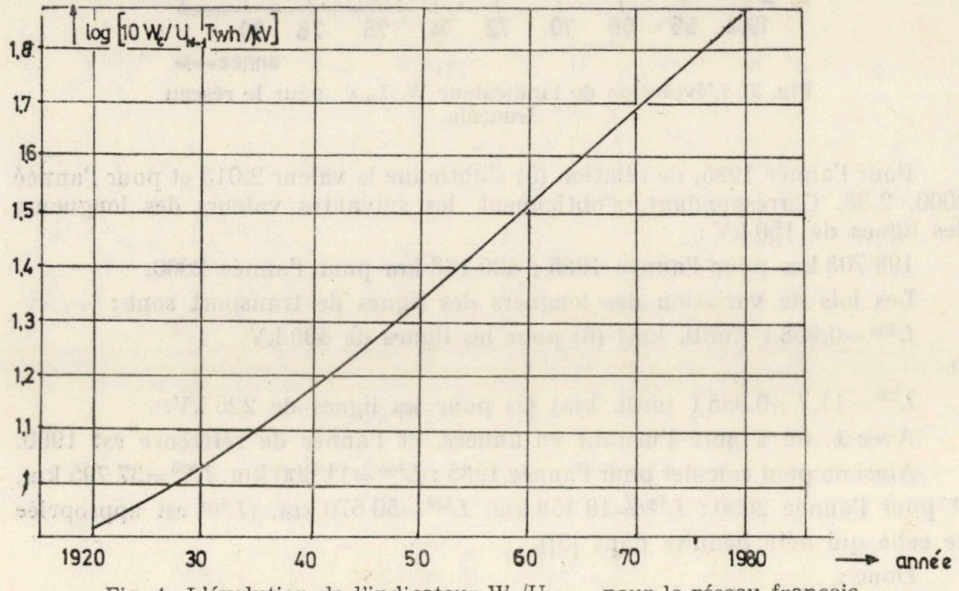


Fig. 4. L'évolution de l'indicateur W_c/U_{N-1} pour le réseau français.

5. Conclusions

Par l'introduction de ces indicateurs, on a élargi le domaine de commentaire statistique des connaissances conçernant les réseaux de transport. Les résultats obtenus par l'évolution de ces indicateurs sont très utiles pour décider l'introduction d'une nouvelle tension de transport plus élevée et de déterminer les meilleures tendances de développementde réseau de transport.

Il est très intéréssant à souligner que par l'application des premières méthodes pour la réseau du monde (un réseau qui correspond à un pays moyen développé du point de vue économique), a résulté à la fin de siècle, qu'il est nécessaire une tension de transport de 1 200—1 500 kV. Ainsi donc, par un calcul statistique, on a vérifié les conclusions de [3].

Un avantage très important qu'offre l'introduction de des indicateurs, est celui qu'elle permet de remplacer le réseau par un systéme qui peut être dirigé par une stratégie discrète variable. Cette stratégie variable résulte à base de l'interprétation decisionelle, de l'état du systeme, entre l'état éstimé et l'état consideré, de sorte que le systeme doit évolué dans l'espace d'indicateurs adoptés, le plus approrié du trajet de l'état imposé.

BIBLIOGRAPHIE

1. René Pélissier , Les réseaux d'énergie électrique, Tome 1, Les aspects téchniques du service, Dunod, Paris, 1971.
2. G. H. Marchal, R. Poncelet, Transport et distribution de l'énergie électrique, première partie. Les réseaux de transport et de distribution d'énergie électrique ; Presses universitaires de Bruxelles, 1971—1972.
3. Paris E., Considérations sur les lignes à très haute tension de l'avenir, R G E, No. 3, 1970, pp 1243—1254.
4. W. Frielich, 14 Congrès de l'Union Internationale des Producteurs et Distributeurs d'Energie Electrique (UNIPEDE), Bull. ASE, Tome 60, 1969, No. 10, pp 457—463.
5. P. Chaumont, Le Réseau électrique THT et l'environnement 2. Le réseau de transport et l'environnement RGE, Tome 84, no. 6, 1975, pp 444—447.
6. A. Buta, Un nou argument în favoarea introducerii tensiunii de 765 kV în țara noastră. Bul. științific și tehnic al I.P.T., seria Electrotehnică, Tomul 20/(34), fasc 2, 1975, pp 180—182.
7. Pierre Uyat, Problèmes posés par le développment du Réseau de transport, RGE, Tome 81, no. 9, 1972, pp 589—594.
8. S. Synek, Production et consommation d'énergie électrique en France 1968, Bull. ASE, Tome 60, No. 8, 1969, pp 362—364.
9. * * *, Electricité de France, RGE, Tome 81, No. 10, 1972, pp 687—690.
10. Ph. Prevost, Le réseau électrique THT et l'environnement 1, L'implantation du réseau de transport à haute tension de l'énergie électrique et L'environnment RGE, Tome 84, No. 6, 1975, pp 441—443.
11. * * *, Electricité de France en 1974. Les résultats techniques d'exploitation, RGE, Tome 84, No. 3, 1975, pp 225—230.
12. * * *, Les résultats techniques de l'exploitation pour l'année 1980, RGE, Tome 81 No. 4, Avril 1981, pp 308—312.

CÎTEVA PUNCTE DE VEDERE ÎN LEGĂTURĂ CU PLANIFICAREA DEZVOLTĂRII REȚELELOR ELECTRICE DE TRANSPORT

REZUMAT

În acest articol se prezintă cîteva metode de prelucrare statistică a informațiilor referitoare la o rețea electrică, în scopul obținerii unor noi indicatori foarte utili în planificarea dezvoltării rețelelor electrice.

SOMES POINTS OF VIEW IN CONNECTION PLANNING FOR THE EXPANSION OF ELECTRIC POWER NETWORKS

CONTENTS

The paper refers to some methods for the statistical processing of informations referring to electric power networks, for the purpose of new indicators wery good for the developement of electric power networks.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
Tom 27 (41) **Fascicula 1—1982**

ELECTROTEHNICĂ

CONTRIBUŢII LA STUDIUL ŞI CALCULUL APMLIFICATORULUI OPERAŢIONAL CU CARACTERISTICA DE TRANSFER CU PANTA MONOTON VARIABILĂ

DE

M. CIUGUDEAN, I. KÖLES

Amplificatorul operaţional cu caracteristică de transfer neliniară, denumit în mod curent „transformator funcţional", poate realiza o legătură între tensiunea de ieşire şi de intrare care aproximează prin segmente o funcţie impusă. Dacă această funcţie prezintă o pantă monoton crescătoare sau descrescătoare şi este plasată într-una din perechile de cadrane I—II şi III—IV ea poate fi aproximată cu ajutorul unui singur amplificator operaţional care include o reţea de rezistenţe şi diode [1], [2]. Dacă funcţia impusă nu îndeplineşte condiţiile de mai sus, atunci pentru implementarea ei sînt necesare mai multe amplificatoare operaţionale [3] şi reţele mai complicate.

În cadrul lucrării [1] s-a considerat numai cazul tensiunilor de intrare foarte mici, cînd calculele sînt mai simple şi s-a prezentat modul de realizare doar a unei funcţii cu panta monoton crescătoare din cadranul întîi. Trebuie notat, ca o omisiune a lucrării [1], faptul că circuitul prezentat poate aproxima prin segmente doar o funcţie al cărei segment cu pantă maximă trece prin origine ceea ce prezintă un caz cu totul particular.

Tipurile de funcţii cu pantă monoton variabilă care se pot realiza cu un singur amplificator operaţional sînt prezentate în fig. 1. Funcţia din fig. 1 se rea-

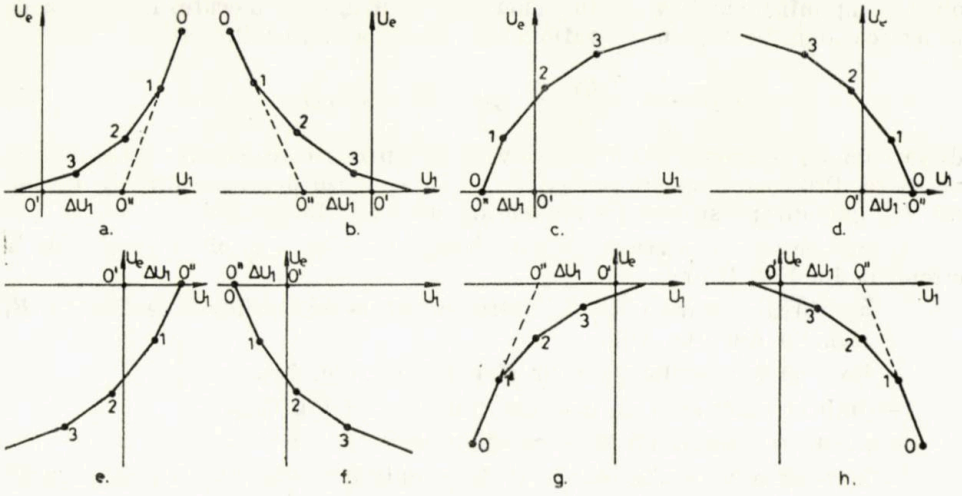


Fig. 1.

lizează cu ajutorul circuitului din fig. 2 în care tensiunea de intrare este U_1 iar U_2 reprezintă o tensiune fixă de deplasare paralelă a segmentului cu panta maximă — 01, astfel încît prelungirea lui să treacă prin origine. Prin intermediul tensiunii U_2 cantitatea ΔU_1 (marcată pe abscisă în fig. 1) porte fi făcută pozitivă sau negativă, după necesități.

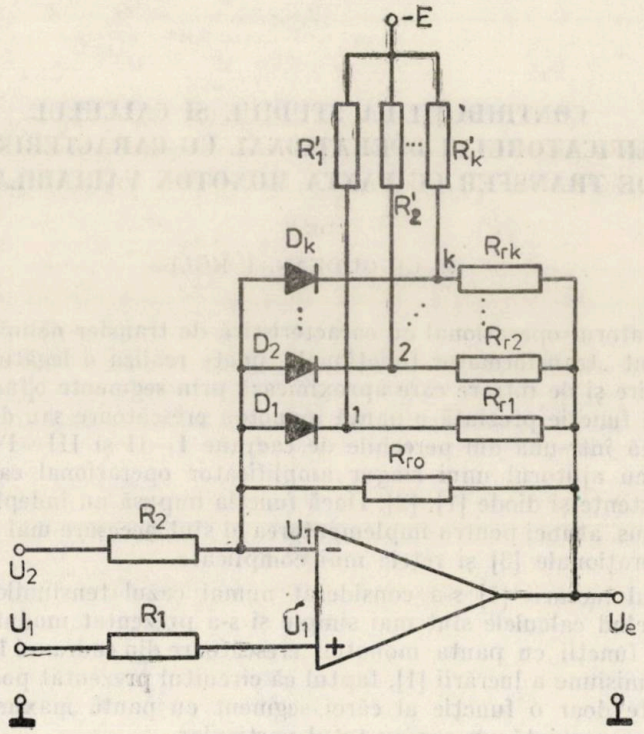


Fig. 2.

Pentru toate cazurile de funcții din fig. 1, tensiunea de deplasare U_2 se obține impunînd condiția ca în punctul O'', cu diodele blocate, tensiunea de la ieșirea amplificatorului operațional să se anuleze. Rezultă astfel:

$$U_2 = -\Delta U_1 \frac{R_2}{R_1} \qquad \text{sau} \quad U_2 = \Delta U_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_{ro}}\right) \tag{1}$$

după cum U_1 se aplică la intrarea inversoare (printr-o rezistență R_1) sau neinversoare. Printr-o adaptare potrivită se poate utiliza pentru realizarea tensiunii U_2 una dintre sursele de alimentare ale amplificatorului.

Circuitele care realizează celelalte funcții din Fig. 1 se obțin pornind de la circuitul din Fig. 2 prin:

- aplicarea tensiunii U_1 la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 (funcția din Fig. 1b),
- inversarea sensului diodelor (funcția din Fig. 1c),
- ambele modificări de mai sus (funcția din Fig. 1d),
- inversarea semnului tensiinii E (funcția din Fig. 1e),
- inversarea semnului tensiunii E și aplicarea tensiunii U_1 la intrarea inversoare printr-o rezistență R_1 (funcția din Fig. 1f),

— inversarea semnului tensounii E și a sensului diodelor (funcția din Fig. 1g),

— toate cele trei modificări de mai sus (funcția din Fig. 1h).

Punctele de frîngere ale acestor diagrame au fost notate astfel încît, la toate, segmentul 01 cu pantă maximă corespunde situației cînd toate diodele sînt blocate. În punctul 1 se deschide dioda D_1, în punctul 2 dioda D_2, etc.

Este posibilă, pentru fiecare dintre cazuri, deducerea unei relații generale între tensiunea de ieșire U_e și tensiunea de intrare U_1 printr-o procedură simplă. Astfel, diodele conductoare vor fi luate în considerare prin tensiunea lor de deschidere U_{D0} iar rezistența lor dinamică se neglijează. Sursele U_{D0} prin care se înlocuiesc diodele vor fi mutate de cealaltă parte a nodurilor 1 ... k, pe ambele ramificații. Sursele U_{D0} din ramurile cu rezistențele R'_1 ... R'_k se vor comasa într-una singură, plasată în serie cu sursa E și cu rezistența echivalentă a acestor ramuri — $R'_{ech\ k}$ (Fig. 3a) iar sursele din ramurile cu rezistențele R_{r1} ... R_{rk} se vor comasa într-una singură plasată în serie cu rezistența echivalentă $R_{ech\ k}$ a acestor ramuri (Fig. 3a). În continuare sursa de tensiune U_{D0} și rezistența serie $R_{ech\ k}$ se transfigurează într-o sursă de curent constant și o rezistență $R_{ech\ k}$ în paralel (Fig. 3b).

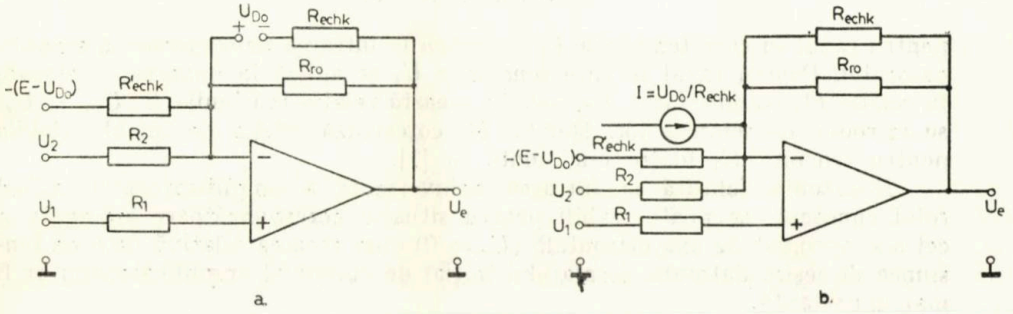


Fig. 3.

Notîndu-se : $R_{rechk}=R_{r0} \parallel R_{echk}$ și $R_{ech2k}=R_2 \parallel R'_{echk}$ se poate scrie direct, pentru circuitul de forma celui din Fig. 3b, relația tensiunii de ieșire U_e.

Astfel, în cazul circuitului concret din fig. 2, căruia îi corespunde circuitul echivalent din Fig. 3, rezultă :

$$U_e=U_1\left(1+\frac{R_{rechk}}{R'_{ech2k}}\right)-U_2\frac{R_{rechk}}{R_2}+(E-U_{D0})\frac{R_{recGk}}{R'_{echk}}-U_{D0}\frac{R_{rechk}}{R_{echk}} \qquad (2)$$

În această relație, variabilă pe segmentele caracteristicii de transfer, trebuie considerate de fiecare dată rezistențele echivalente corespunzătoare ramurilor cu diodele deschise. Ea este utilă pentru verificarea proiectării circuitului înaintea realizării lui și pentru aprecierea erorilor, inclusiv a celor ce se fac prin neglijarea tensiunii de deschidere a diodelor. Din studiul relației (2) și a modificării ei în funcție de parametrul U_2 a rezultat că diagrama unei funcții nu se deplasează paralelă cu ea însăși, cum pare la prima vedere, din cauza coeficientului lui U_2 dependent de segment. Astfel, punctele de frîngere se deplasează pe raze ce se întîlnesc într-un anumit punct, noile segmente rămînînd paralele cu cele anterioare dar avînd lungimile modificate. Deci, la experimentarea unui astfel de circuit, prin U_2 nu se poate corecta decît o abatere în sensul arătat mai sus.

Proiectarea circuitului care să realizeze o funcție dată începe cu aproximarea acesteia prin segmente de dreaptă astfel încît să nu se depășească eroarea relativă admisă. Rezultă de aici un anumit număr de segmente. În continuare se adoptă rezistențele R_1 și R_2 de la intrarea inversoare, care trebuie să fie mult mai mici decît rezistența de intrare a amplificatorului integrat dar nu prea mici, astfel încît să conducă la rezistențe R_{rk} comparabile cu rezistența dinamică a diodelor (care a fost neglijată). Rezistența R_{r0} rezultă atunci din panta segmentului 01 al caracteristicii de transfer.

Pentru calculul fiecărei perechi de rezistențe R_{rk} și R'_k se utilizează un sistem de două ecuații. Prima dintre acestea este dată de relația pantei segmentului corespunzător:

$$\frac{R_{rechk}}{R_1} = a_k \qquad \text{sau} \qquad 1 + \frac{R_{rechk}}{R'_{echk}} = a_k \tag{3}$$

după cum tensiunea U_1 este aplicată la intrarea inversoare sau neinversoare. Cea de a doua ecuație rezultă din condiția de deschidere a diodei D_k în punctul k al caracteristicii (la începutul segmentului):

$$\frac{U_{ek} - (U_{1k} - U_{D0})}{-E + (U_{1k} - U_{D0})} = \frac{R_{rk}}{R'_k} \tag{4}$$

pentru cazul în care tensiunea U_1 se aplică la intrarea neinversoare a amplificatorului. Pentru cazul în care tensiunea U_1 se aplică la intrarea inversoare în relația (4) trebuie făcut $U_{1k}=0$. În această relație tensiunile E, U_{1k} și U_{ek} se introduc cu semnele lor. Relația (4) corectează relația de calcul valabilă pentru tensiuni U_1 foarte mici, dată în [1].

Rezistența folosită la intrarea neinversoare a amplificatorului, avînd rolul cunoscut, se poate stabili pentru situația corespunzătoare segmentului cel mai apropiat de axa orizontală ($U_e \Rightarrow 0$) cînd eroarea relativă dată de tensiunea de ieșire datorată decalajului inițial de curent al amplificatorului ar fi mai importantă.

BIBLIOGRAFIE

1. W. D. Schleifer, Diodenfunktionsgeber für empirische Funktionen unter Verwendung von Operationsverstärkern. Internationale Elecktronische Rundschau, Nr. 11, 1967, p. 279—280.
2. M. Ciugudean, Dispozitive și circuite electronice. Partea II — Circuite electronice, Institutul Politehnic Timișoara, 1980, p. 173—177.
3. St. Preitl, Proiectarea cu ajutorul calculatorului numeric a unui transformator de funcții universale cu diode. Buletinul Științific și Tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Fasc. 2, 1976, p. 177—178.

CONTRIBUTIONS Á L'ÉTUDE ET Á LA PROJECTION DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONEL AVEC CARACTÉRISTIQUE DE TRANSFER Á PANTE MONOTONEMENT VARIABLE

RÉSUMÉ

Le travail présente la possibilité de réaliser huit types différents de caractéristiques de transfer à pante monotonement variable, en utilisant un seul amplificateur opérationel. On apporte des complétations à la théorie et au calcul des circuits qui réalisent ces caractéristiques.

Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
Tom 27 (41) Fascicula 1—1982

ELECTROTEHNICĂ

GENERATOR DE TENSIUNE TRIUNGHIULARĂ

DE

V. TIPONUŢ, A. STOIAN

Introducere

Se cunosc din literatură scheme de generatoare de tensiune triunghiulară, bazate pe utilizarea amplificatoarelor operaţionale [1]. Aceste scheme prezintă, în general, dezavantajul că nu permit reglarea amplitudinii undei generate.

Circuitul descris în lucrare evită neajunsul de mai sus, asigurînd totodată posibilitatea reglării independente a pantei de creştere respectiv scădere a tendiunii triunghiulare, furnizate. Schema se caracterizează prin simplitate, rezultată ca urmare a utilizării unui dublu comparator integrat, într-o conectare originală.

1. Prezentarea funcţionării circuitului

Schema de principiu a circuitului elaborat precum şi diagramele tensiunilor pe baza cărora rezultă funcţionarea sînt date în fig. 1. Dublu comparator integrat a fost reprezentat prin schema logică echivalentă încadrată cu linie întreruptă (se are în vedere logica pozitivă) [2].

Presupunînd că tensiunea u_3, de la ieşirea comparatorului dublu, are nivel logic coborît, condensatorul C se încarcă cu un curent constant I_1, prin intermediul cheii electronice K (conectată în poz. „1"). Tensiunea u_c va creşte, deci, liniar în timp (fig. 1b). Acest proces continuă pînă la depăşirea valorii de prag U_{p1}, cînd tensiunile u_1 respectiv u_3 devin cu nivel logic ridicat.

Modificarea lui u_3 determină comutarea cheii K, încît este iniţiat procesul de descărcare al condensatorului C, cu un curent de asemenea constant, de valoare I_2. Totodată, prin micşorarea tensiunii u_c, comparatorul C_1 revine în starea logică „0". Acest fapt nu modifică însă nivelul tensuinii u_3, deoarece comparatorul C_2 se găseşte în starea cu nivel „1" logic la ieşire.

Trecerea de la procesul de descărcare la un nou proces de încărcare are loc în mod similar celor prezentate mai sus, la scăderea tensiunii u_c sub nivelul de referinţă U_{p2}. Totodată, ca urmare a creşterii tensiunii u_c, comparatorul C_2 rebasculează, tinzînd să modifice din „0" în „1" logic nivelul tensiunii u_2 (curba trasată cu linie întreruptă). O asemenea modificare este nedorită, deoarece determină o valoare „1" logic a tensiunii u_3, fapt ce ar împiedica continuarea procesului de încărcare.

Menţinearea la „0" logic a tensiunilor u_2 respectiv u_3, după iniţierea procesului de încărcare, se realizează prin conectarea intrării de eşantionare S_2 la ieşirea dublului comparator (fig. 1a).

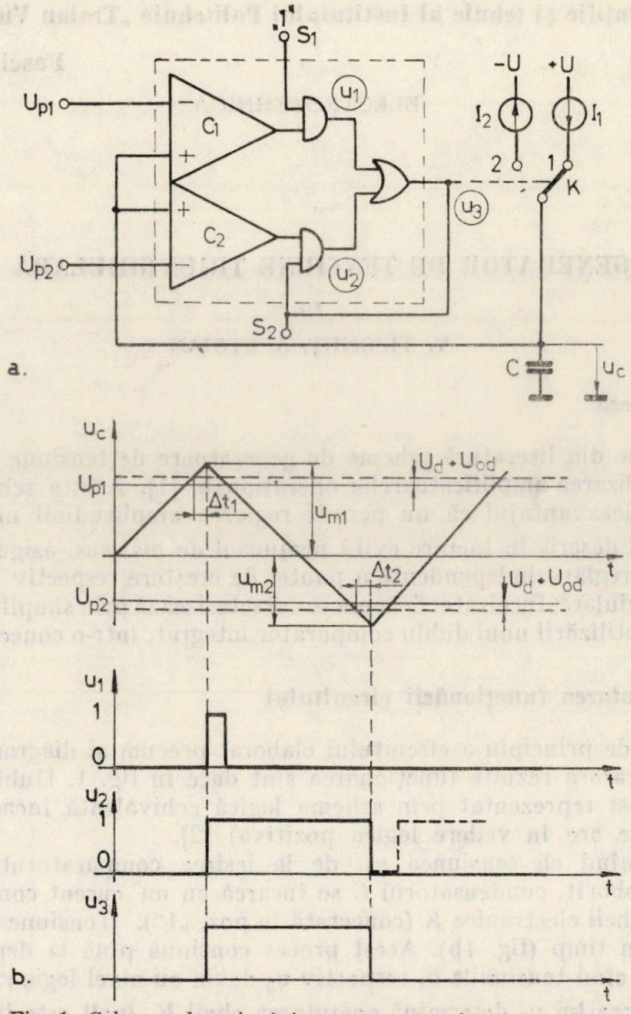


Fig. 1. Schema de principiu a generatorului de tensiune triunghiulară

Din cele prezentate rezultă că tensiunea triunghiulară se obține la bornele condensatorului *C*. Amplitudinea acestei tensiuni, în domeniul valorilor pozitive și negative, poate fi reglată independent, prin modificarea tensiunilor de prag U_{p1}, U_{p2}. Este posibilă, de asemenea, reglarea pantei de creștere respectiv descreștere. modificînd valorile curenților I_1 și I_2.

2. Eroarea de amplitudine

O calitate a circuitului elaborat o constituie faptul că valorile extreme ale tensiunii generate diferă neglijabil de tensiunile de prag U_{p1}, U_{p2}. Mărimile U_{p1}, U_{p2}, la rîndul lor, pot fi măsurate cu erori mici, ca valori ale unor tensiuni continue. Rezultă că circuitul se pretează a fi utilizat în acele aplicații, în care se necesită cunoașterea, cu o precizie relativ ridicată, a amplitudinilor u_{m1}, u_{m2} (fig. 1b).

Diferența :

$$e_i = U_{pt} - u_{mi}, \quad i = 1, 2 \tag{1}$$

definește eroarea absolută de amplitudine, în domeniul tensiunilor pozitive ($i=1$) respectiv negative ($i=2$). Valorile extreme ale lui $|e_i|$ sînt determinate de parametrii circuitelor de comparare și de panta tensiunii u_c, conform relației :

$$|e_i| \leqslant |U_d| + |U_{0d}| + \Delta t_i \cdot S_i, \quad i = 1, 2 \tag{2}$$

În expresia de mai sus, S_1 și S_2 reprezint viteza de creștere respectiv de scădere a tensiunii u_c ; prin Δt_1, Δt_2 au fost notați timpii de răspuns ai comparatoarelor, la comutarea în „1" respectiv „0" logic, cprespunzător unei tensiuni de depășire („over derive") $U_{0d} \cdot U_d$ semnifică decalajul.

Rel. (2) evidențiază următoarele aspecte, importante :

— În scopul micșorării erorii de amplitudine se impune utilizarea unor comparatoare cu tensiune de decalaj cît mai redusă ; este necesar, de asemenea, ca timpii de răspuns să fie scăzuți.

— Eroarea de amplitudine, pentru o amplitudine dată la ieșire, crește odată cu frecvența de repetiție a undei generate, putînd constitui, în anumite situații, un factor restrictiv pentru frecvența maximă atinsă.

Se menționează că atît în fig. 1b cît și în considerațiile de mai sus, au fost neglijați timpii de comutare ai cheii K. Efectul acestora este identic cu cel determinat de timpii de răspuns ai comparatoarelor și prin urmare acești timpi trebuie incluși în mărimile Δt_1 respectiv Δt_2.

3. Schema electronică a generatorului

Pe baza celor expuse la pct. 2, a fost elaborată schema reprezentată în fig. 2.

Citcuitul include ca elemente esențiale un dublu comparator integrat (CI_1), cheia electronică realizată cu diodele $D_1 \ldots D_4$, conectate după o schemă în punte, precum și generatoarele de curent constant utilizînd tranzistoarele T_1, T_3. În scopul reducerii zonei de indecizie și a îmbunătățirii timpului de răs-

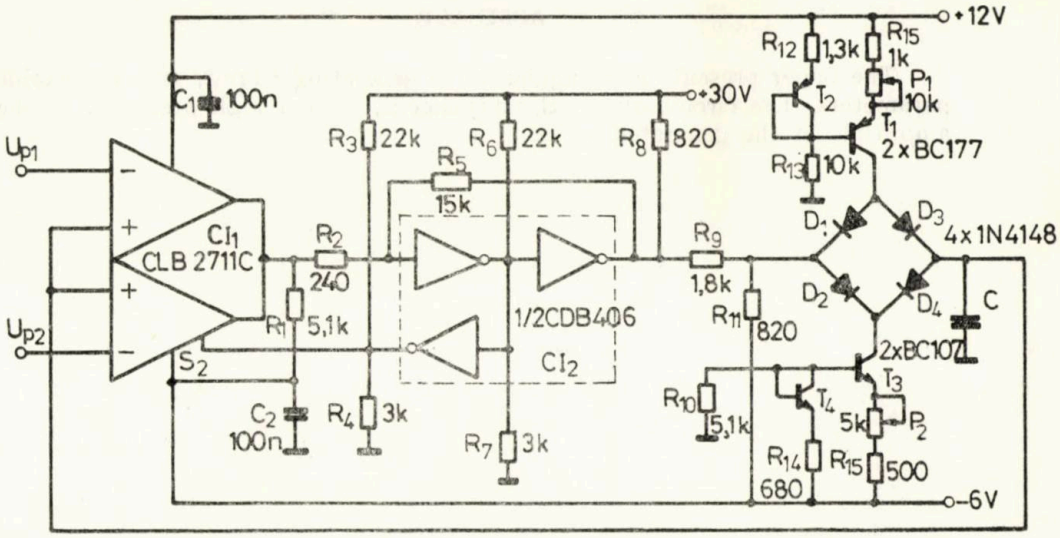


Fig. 2. Schema electronică a circuitului elaborat și experimentat.

puns, a dublului comparator, acesta este urmat de un CBS, realizat cu 2 circuite invertoare integrate (CI_2). Un al treilea circuit invertor asigură semnalul necesar pentru comanda intrării de eșantionare S_2.

Pentru reglarea pantei de creștere și descreștere a tensiunii triunghiulare, se modifică curenții furnizați de generatoarele de curent constant, utilizînd potențiometrii P_1 respectiv P_2. Valorile extreme ale tensiunii generate pot fi reglate cu ajutorul tensiunilor de prag U_{p1}, U_{p2}.

4. Rezultate experimentale

Cu valorile componentelor, indicate în schemă, curenții I_1 și I_2 pot fi reglați, acoperitor, în limitele 0,1—1 mA. Plaja de variație a vitezei de creștere respectiv de scădere depinde de mărimea capacității C.

Prin măsurători directe au fost determinați timpii de răspuns ai întregului circuit (inclusiv timpii de comutare ai CBS și ai cheii electronice), corespunzător unei tensiuni de depășire U_{0d}= 1 mV, rezultînd $\Delta t_1 \cong \Delta t_2$=70 ns. Avînd în vedere că pentru dublul comparator utilizat, la limită, U_d=5 mV [3], rezultă, în conformitate cu rel. (2):

$$| e_t | \geqslant 7{,}75 \text{ mV} \tag{3}$$

pentru o viteză maximă de creștere respectiv descreștere de 25 V/ms.

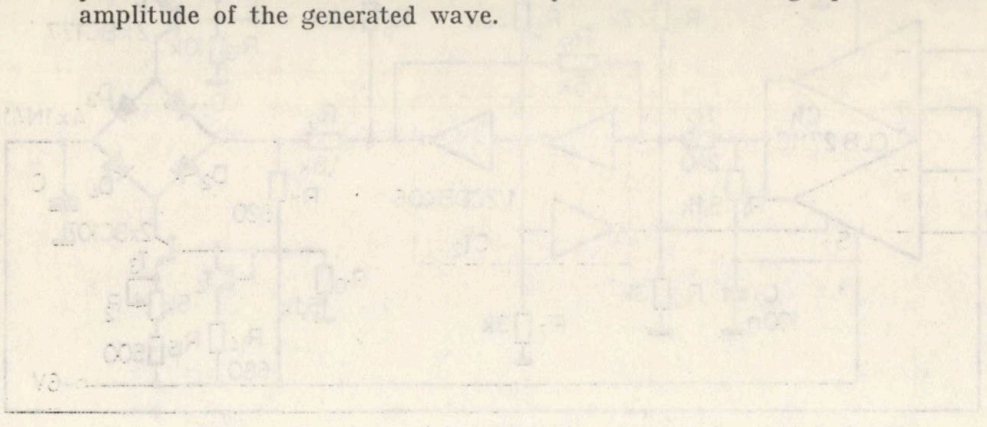
BIBLIOGRAFIE

1. Bulucea C. ș.a. Circuite integrate liniare. Editura tehnică București, 1975.
2. Vătășescu, A. ș.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare. Editura tehnică, București, 1975.
3. * * * Dispozitive semiconductoare. I.P.R.S. Băneasa, 1979.

TRIANGULAR WAVE GENERATOR

ABSTRACT

The paper presents a triangular wave generating circuit, with adjustable parameters. The circuit allows the adjusment, with a high precision, of the amplitude of the generated wave.



Buletinul ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara
Tom 27 (41) Fascicula 1—1982

ELECTROTEHNICĂ

SISTEM DE ACHIZIŢIE DE DATE

DE

AL. ROGOJAN, M. D. CHECEANU, D. FLOREA, I. MOŞ

1. Introducere

În această lucrare se va prezenta un sistem de achiziţie de date destinat automatizării procesului de măsurare a eforturilor în structuri de betoane, cu ajutorul unor timbre tensiometrice.

Pentru a putea baleia mai multe puncte de măsură se foloseşte un explorator de canale PM 2560 (Philips). Măsurarea efortului se face cu ajutorul unei punţi de măsură Brüel Kjaer, iar tipărirea rezultatului măsurătorii cu o miniimprimantă — TR-6196 (Takeda Riken Industri CO.Ltd).

În proiectarea dispozitivului de comandă care permite folosirea celor trei aparate în automatizarea procesului de măsură s-a utilizat metoda din [1]. În continuare sînt prezentate pe scurt caracteristicile importante ale componentelor sistemului precum şi proiectarea ca atare.

2. Descrierea părţilor componente ale sistemului

a) *Exploratorul de canale* văzut ca un bloc cu borne de intrare şi ieşire este prezentat în fig. 1.1 iar caracteristicile semnalelor de comandă în Tab. 1. Exploratorul selectează cu o viteză de 100 canale pe secundă, la ieşirea p_s, o singură pereche din cele maximum 100 conectate la intrare. Această ieşire rămîne selectată. El are totodată pînă la primirea comenzii SCAN posibilitatea selectării manuale, cu ajutorul tastelor de pe panoul frontal, a primului şi ultimului canal dorit în cadrul ciclului de explorare.

Poziţionarea exploratorului pe primul canal al cilcului se face din exterior cu ajutorul comenzii INITSC, iar avansarea pas cu pas a canalului selectat, cu comanda SCAN.

Tabelul 1

Nr. crt.	Denumire	Amplitud.	Durată minimă	Obs.
1.	INITSC	„0"—0 V „1"—10 V	120 μs	Comanda de iniţializare
2.	SCAN	„0"—0 V „1"—10 V	50 μs	Comandă de schimbare a canalului
3.	SFCICLU	„0"—0 V „1"—15 V	120 μs	Semnal de sfîrşit de ciclu
4.	NC	„0"— +1 V „1"— +8 V	450 *ms*	Nr. canalului selectat ; 2 tetrade

La ieșireile NC este furnizat în zecimal codificat binar pe două tetrade, numărul canalului selectat. De asemenea, la sfîrșitul explorării canalelor unui ciclu se trimite spre exterior semnalul SFCICLU.

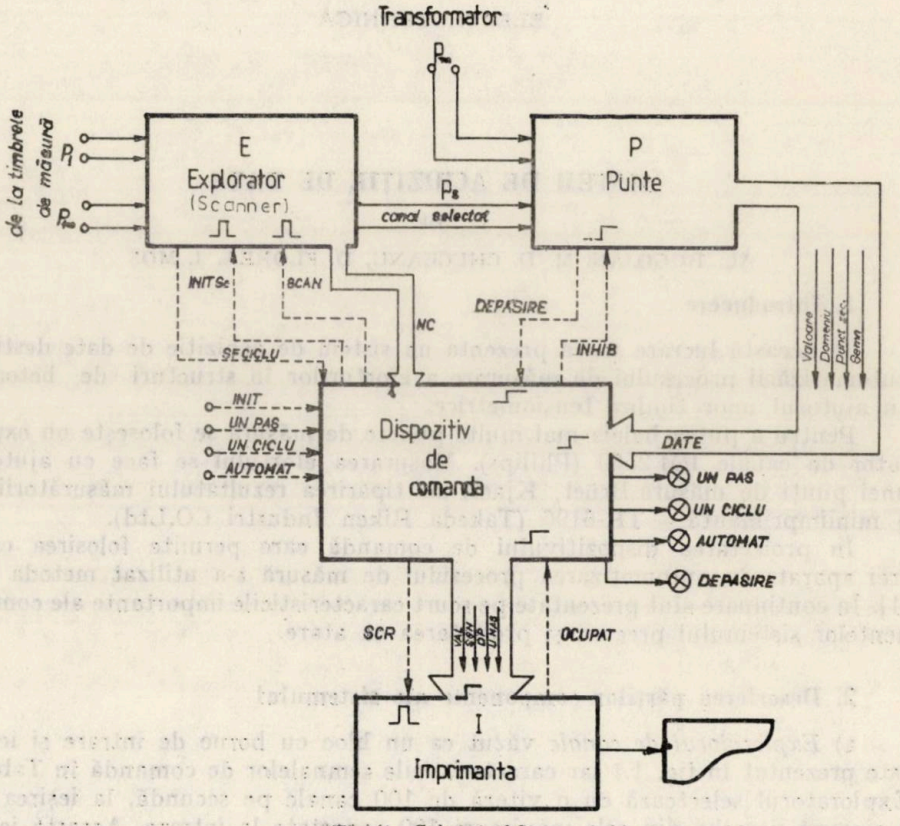


Fig. 1. Schema bloc.

Tabelul 2.

Nr. crt.	Denumire	Amplitud.	Durată	Obs.
1.	DEPĂȘIRE	„0"—0 V „1"—5 V	—	Durează pînă la schimbarea domeniului
2.	INHIB	„0"—0 V „1"—5 V	1 ms	
3.	DOMENIU	„0"—0 V „1"—5 V	10 ms	Domeniu 200 Domeniu 2 000 sau 20 000
4.	Punct zecimal	„0"—5 V „1"—0 V	10 ms	Domeniu 2 000 Domeniu 20 000
5.	SEMN	„0"—0 V „1"—5 V	10 ms	„+" „—"
6.	Valoare măsurată	„0"—0 V „1"—5 V	10 ms	Trei tetrade

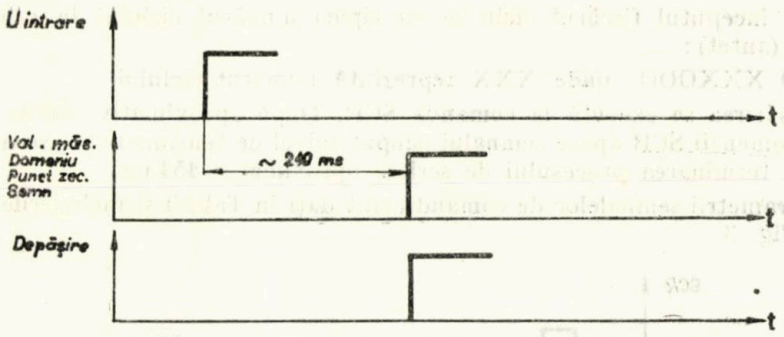


Fig. 2. Diagrama semnalelor dat de puntea tensiometrică.

b) *Puntea tensometrică* (fig. 1) Caracteristicile semnalelor de comandă ale punţii tensometrice precum şi diagrama de timp a impulsurilor respective sînt prezentate în Tab. 2.

Canalul selectat de EXPLORATOR, Ps este aplicat la intrarea punţii împreună cu informaţia dată de un timbru martor p_m. Valoarea măsurată este furnizată după cca *210 ms* de la apariţia valorii de măsură la intrări, la ieşirile DATE, SEMN, Pct. zec, iar informaţii privind domeniul de măsură, la ieşirea DOMENIU. În cazul în care valoarea măsurată depăşeşte capacitatea de afişare a domeniului de măsură ales, la ieşirea DEPĂŞIRE se semnalează acest lucru, după cca *210 ms* de la efectuarea măsurătorii.

„Înghețarea" ieşirilor care furnizează valoarea măsurată, este posibilă cu ajutorul semnalului INHIB.

c) *Imprimanta* (fig. 1) are o viteză de aproximativ două linii pe secunda. Formatul de tipărire pentru măsurători efectuate în domeniile fără punct zecimal este următorul:

±CC VVVVVV mV — unde CC reprezintă numărul canalului iar VVVVVV valoarea măsurată.

În cazul în care domeniul de măsură ales furnizează informaţia cu o precizie de 0,1% tipărirea se efectuează cu următorul format:

±CC VVVVV·V mV — unde CC şi VVVVV·V au semnificaţia de mai sus.

Semnalele + şi — sînt plasate pe prima poziţie întrucît imprimanta nu permite tipărirea lor în altă poziţie.

Tabelul 3.

Nr. crt.	Denumire	Amplitud.	Durate minime	Obs.
1.	SCR	„0"—0 V „1"—10 V	120 µs	
2.	OCUPAT	„0"—0 V „1"—15 V	454 ms	
3.	VAL SGN DC UMAS	„0"—0 V „1"—10 V	460 ms	1. Comanda SCR trebuie să găsească procesele tranzitorii terminate. 2. Informaţia trebuie să rămînă neschimbată pînă la terminarea semnalului OCUPAT

La începutul fiecărui ciclu se va tipări numărul ciclului în următorul format (antet):

OO XXXOOO unde XXX reprezintă numărul ciclului

Tipărirea se execută la comanda SCR. După aproximativ 200 ns de la darea comenzii SCR apare semnalul ocupat (nivel de tensiune) care se menține pînă la terminarea procesului de scriere aproximativ 454 ms.

Parametrii semnalelor de comandă sînt dați în Tab. 3 și întîrzierile dintre ele în fig. 3.

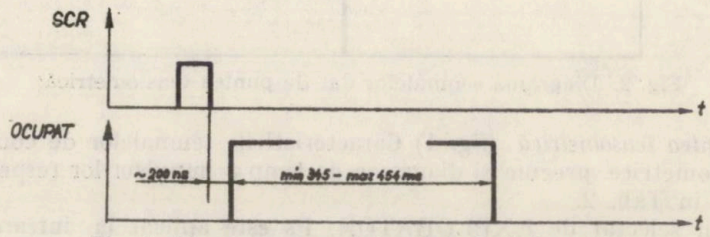


Fig. 3. Diagrama semnalelor date de informatiei

3. Descrierea funcționării dispozitivului de comandă

Avînd în vedere modul de funcționare și caracteristicile exploratorului, punții tensiometrice și mini-imprimantei precum și de modurile de lucru alese de utilizator, elaborăm următorul mod de funcționare al dispozitivului de comandă.

Utilizatorul va putea conecta la intrările exploratorului 100 puncte de măsură. Explorarea cu imprimare într-unul din formatele descrise, a tuturor punctelor de măsură sau a celor cuprinse între o limită inferioară și una superioară prestabilite cu ajutorul tastelor de pe panoul Exploratorului se va putea face în trei moduri de lucru:

a) Pas cu pas, fiecare apăsare pe tasta UNPAS declanșînd o măsurătoare și o imprimare.

b) Ciclul cu ciclu, o apăsare pe tasta UN CICLU declanșînd executarea atîtor pași cîte puncte de măsură are ciclul respectiv. Oprirea se face odată cu explorarea ultimului punct de măsură.

c) Automat. În acest caz oprirea explorării se face numai prin intervenție manuală a operatorului prin o nouă apăsare pe cheia AUTOMAT.

Din descrierea celor trei aparate rezultă că cel mai lent dintre ele este imprimanta care tipărește o linie în aproximativ 454 ms. Deci viteza maximă a întregului ansamblu este limitată de imprimantă. Puntea tensometrică execută o măsurare în aproximativ 210 ms.

Dacă analiza unui punct de măsură s-ar efectua în ordinea comutare canal-măsurare-imprimare procesul ar dura 454+210=664 ms, adică viteza maximă obținută ar fi în cazul modului de lucru automat, de aprox. 3 canale la 2 secunde. Din acest motiv, în timpul imprimării rezultatului unei măsurători se va executa trecerea exploratorului la canalul următor și efectuarea măsurătorii pregătindu-se astfel imprimarea următoare. Procedînd în acest mod, viteza de lucru obținută este de cca 2 linii pe secundă.

Din acest mod de funcționare, rezultă necesitatea tratării diferențiate a primului și a ultimului pas al unui ciclu de măsurători. De asemenea, la începutul fiecărui ciclu, la imprimantă se va tipări numărul ciclului care urmează. conform formatului prezentat.

4. Blocurile necesare

Pentru realizarea proceselor descrise mai sus, dispozitivul de comandă pe care dorim să-l proiectăm trebuie să fie compus din următoarele blocuri.

a) Un registru tampon RT în care se primește informația de la puntea de măsură sau de la numărâtorul de cicluri. El este format din 9 $\times$4 bistabile.

b) Un numărător de cicluri N_c care are trei ranguri zecimale. El va putea fi adus în starea 001 cu ajutorul comnzii A (1) N_c iar conținutul lui se va incrementa la comanda $+1N_c$, Numărătorul de cicluri va fi adus în starea 1 la conectarea la rețea sau la acționarea cheii INIT.

c) Un grup de trei bistaile BUNP, BCICL, BAUT care au rolul de a memora comenzile date de operator. Ele vor fi aduse în starea zero la conectarea lar ețea sau la acționarea cheii INIT. Bistabilul BUNP va fi adus la 1 la primul impuls de tact care urmează după acționarea cheii UNPAS sau cînd se îndeplinește condiția $\overline{BUNP}$.BCICL. El va fi adus la zero de primul impuls de tact care urmează după revenirea la zero a semnalului OCUPAT (terminarea scrierii). Întrucît semnalul OCUPAT revine la zero asincron, există posibilitatea ca acest lucru să se întîmple în timpul unui impuls de tact, deci $\overline{OCUPAT}$.t ar putea fi un impuls parțial. De aceea prevedem ca acest impuls să facă un singur lucru, aducerea la zero a lui BUNP.

Bistabilul BCICL va fi adus pe 1 la primul impuls de tact care urmează după acționarea cheii UNCICLU sau la primul tact care găsește $\overline{BCICL}$.BAUT= =1. El va fi adus la zero după ultima imprimare a ciclului respectiv, sau odată cu aducerea la zero a lui BAUT.

Bistabilul BAUT va fi adus pe 1 la primul tact care găsește $\overline{BAUT}$=1 și pe zero la primul tact care găsește BAUT=1.

d) Un bistabil BBL care nu permite decît darea unei singure comenzi de scriere pe parcursul unui pas.

e) Un bistabil BDEP care se poziționează pe unu la apariția semnalului DEPĂȘIRE, blocînd terminarea pasului pînă la înlăturarea depășirii. El va fi adus la zero cu primul impuls de tact care urmează după înlăturarea depășirii avînd deci și rol de sincronizare.

f) Un bistabil BSFC care este adus în starea 1 de semnalul asincron „sfîrșit de ciclu".

g) Un bistabil BIS care *condiționează* comenzile care se dau în timpul primului și a ultimului pas al unui ciclu. La conectarea la rețea sau la apăsarea cheii INIT el este poziționat pe 1.

h) Un generator de tact GT. Durata minimă a impulsurilor de tact este dată de durata minimă a impulsurilor de comandă. Astfel SCAN trebuie să dureze minim 50 μs iar INITSC minim 120 μs. Perioada impulsurilor de tact trebuie să fie suficient de mare pentru ca semnalul OCUPAT să fie adus pe unu între două impulsuri de tact.

i) Blocul circuitelor de comandă BCC care trimite semnalele de comandă la locul și la timpul potrivit.

Schema circulației informației este prezentată în fig. 4.

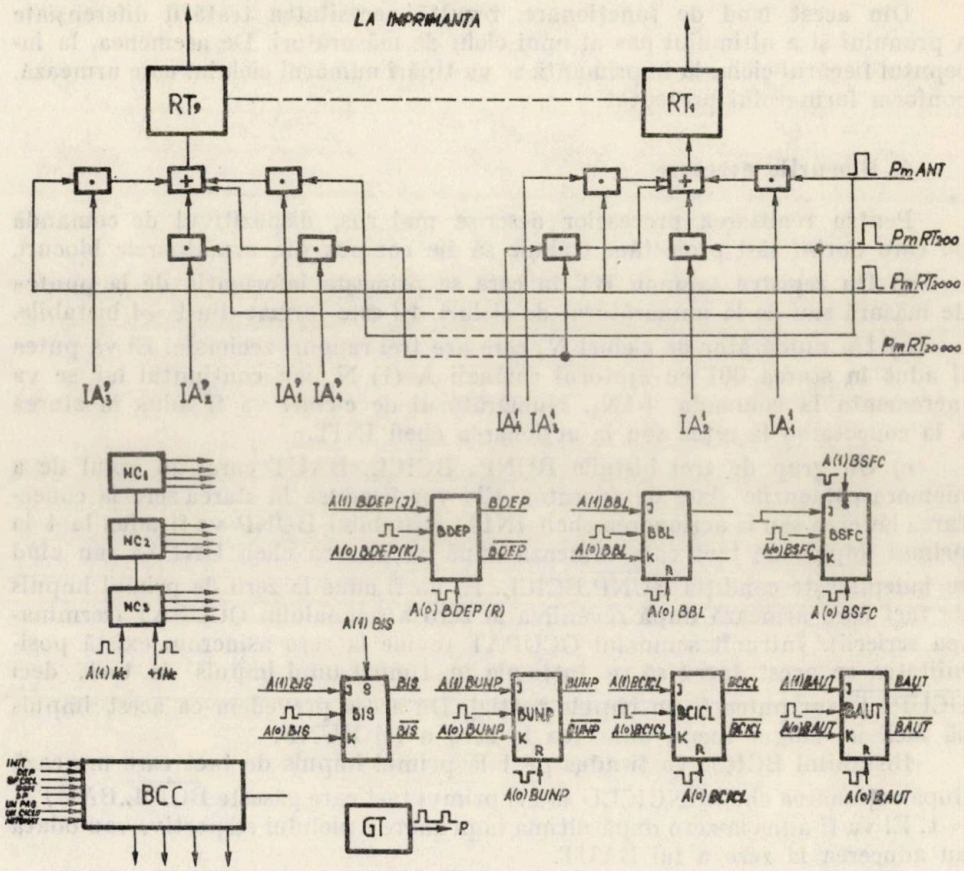


Fig. 4.

5. Diagrama de timp a proceselor

Pentru ca în momentul conectării la rețea să nu se execute scrierea informației aleatoare existentă în RT vom prevedea aducerea în acest moment a bistabilelor BUNP, BCICL, BAUT, BDEP, BBL și BSFC la zero și a bistabilului BIS la 1 pentru a pregăti execuția primului pas. Aceleași funcții se vor executa și la apăsarea cheii INIT. De asemenea, impulsul INIT rezultat în unul din cele două moduri prezentate va forma comenzile A (1) N_c și INITSC cu ajutorul cărora inițializăm numărătorul de canal eși exploratorul. Tot din acest impuls, dar întîrziat, vom obține PmANT care va introduce în RT antetul primului ciclu.

În continuare DC va aștepta aducerea la „1" a bistabilului BUNP în condițiile descrise în paragraful următor pentru a iniția procesele de scriere a antetului primului ciclu și de efectuare a măsurătorii corespunzătoare primului canal, respectiv de primire în RT a valorii măsurate.

BUNP se poate aduce în starea „1" de către primul impuls de tact care găsește semnalul UNPAS pe „1" sau de primul impuls de toate care găsește bistabilele BCICL pe „1" și BUNP pe „0". La rîndul său bistabilul BCICL poate fi adus în starea „1" de către primul impuls de tact care găsește UNCICLU pe „1" sau BAUT pe „1" și BCICL pe zero.

Bistabilul BAUT va fi adus în starea „1" de primul impuls de tact care va găsi AUTOMAT=1. Rezultă din cele de mai sus că în ultimă instanţă bistabilul BUNP este cel care condiţionează procesele de exploatare, măsurare şi imprimare ceea ce duce la o simplificare a condiţiilor logice faţă de cazul în care bistabilele ECICL şi BAUT ar fi intervenit direct în condiţionarea comenzilor şi nu prin intermediul lui BUNP. Pierderea de timp în modul de lucru ales este de numai o perioadă a impulsurilor de tact, deci nesemnificativă faţă de viteza globală a sistemului.

Presupunînd acum, că printr-unul din mijloacele descrise BUNP este adus la „1", primul impuls de tact care urmează va forma numai comenzile SCR şi A (1) BBL deoarece BIS=1 de la conectarea la reţea sau acţionarea cheii INIT. De asemenea se va da comanda A (0) BIS.

După D_1=200 ns apare semnalul OCUPAT de la imprimantă. Acest semnal se încadrează între impulsul de tact din care s-a format SCR şi tactul următor, deci între SCR=1 şi OCUPAT=1 nu se mai poate forma nici un impuls de comandă.

În răstimpul în care apare OCUPAT=1 deci aproximativ 450 ms, puntea măsoară mărimea primită prin intermediul exploratorului.

Primul tact care găseşte OCUPAT=0 va forma semnalul A (0) BUNP sincronizînd astfel terminarea scrierii.

În cazul în care efectuînd măsuratoarea se detectează depăşire semnalul DEPĂŞIRE se poziţionează pe „1" asincron la cca 200 ms de la efectuarea măsurătorii. Primul impuls de tact care găseşte DEPĂŞIRE=1 formează semnalul A(1)BDEP. Aducerea la „1" a bistabilului BDEP nu împiedică decît formarea impulsurilor de comandă care se formează la sfîrşitul pasului, deci atîta timp cît BDEP=1, DC este blocat. Îndepărtarea depăşirii, prin schimbarea domeniului de măsură este sincronizată prin aducerea pe zero a lui BDEP de către primul impuls de tact care găseşte DEPĂŞIRE=0 şi BDEP=1.

În continuare primul tact care găseşte îndeplinite condiţiile BDEP=0, BBL=1, BUNP=0 formează INHIB şi PmRT care introduc valoarea măsurată în RT. De asemenea se aduce BBL în starea „0". Bineînţeles că în timpul execuţiei unui pas în care nu se detectează depăşire comenzile INHIB şi PmRT se dau în primul tact după aducerea la zero a lui BUNP.

Începutul pasului următor, care găseşte BIS=0 se deosebeşte de primul pas al ciclului descris mai sus prin faptul că în afara comenzilor SCR şi A(1) BBL se dă şi comanda SCAN care schimbă canalul selectat de explorator şi iniţiază o npuă măsurătoare. Comenzile care se dau în continuare nu diferă de cazul descris mai sus.

Presupunînd acum că în timpul execuţiei unui pas, după comanda SCAN apare semnalul SFCICLU care este un impuls cu durata de 120 μs. Acesta aduce asincron la „1" BSFC. Pasul în timpul căruia apare SFCICLU trebuie să se desfăşoare normal întrucît comanda SCR dată în acest pas imprimă valoarea măsurată în pasul anterior, iar valoarea, măsurată acum va fi tipărită în pasul următor care este ultimul pas al ciclului.

Deci la sfîrşitul pasului în care apare SFCICLU şi în care de asemenea poate apărea depăşirea dată de măsurarea pe ultimul canal al ciclului, pe lîngă comenzile INIHIB şi PmRT se aduce la „1" BIS şi se incrementează numărătorul de cicluri ($+1N_c$) pregătind antetul ciclului următor.

Ultimul pas al ciclului găseşte BIS=1 şi BSFC=1. Se dă comanda SCR şi A(0)BSFC dar nu se aduce la zero BIS ca în primul ciclu cînd BSFC=0 şi BIS=1.

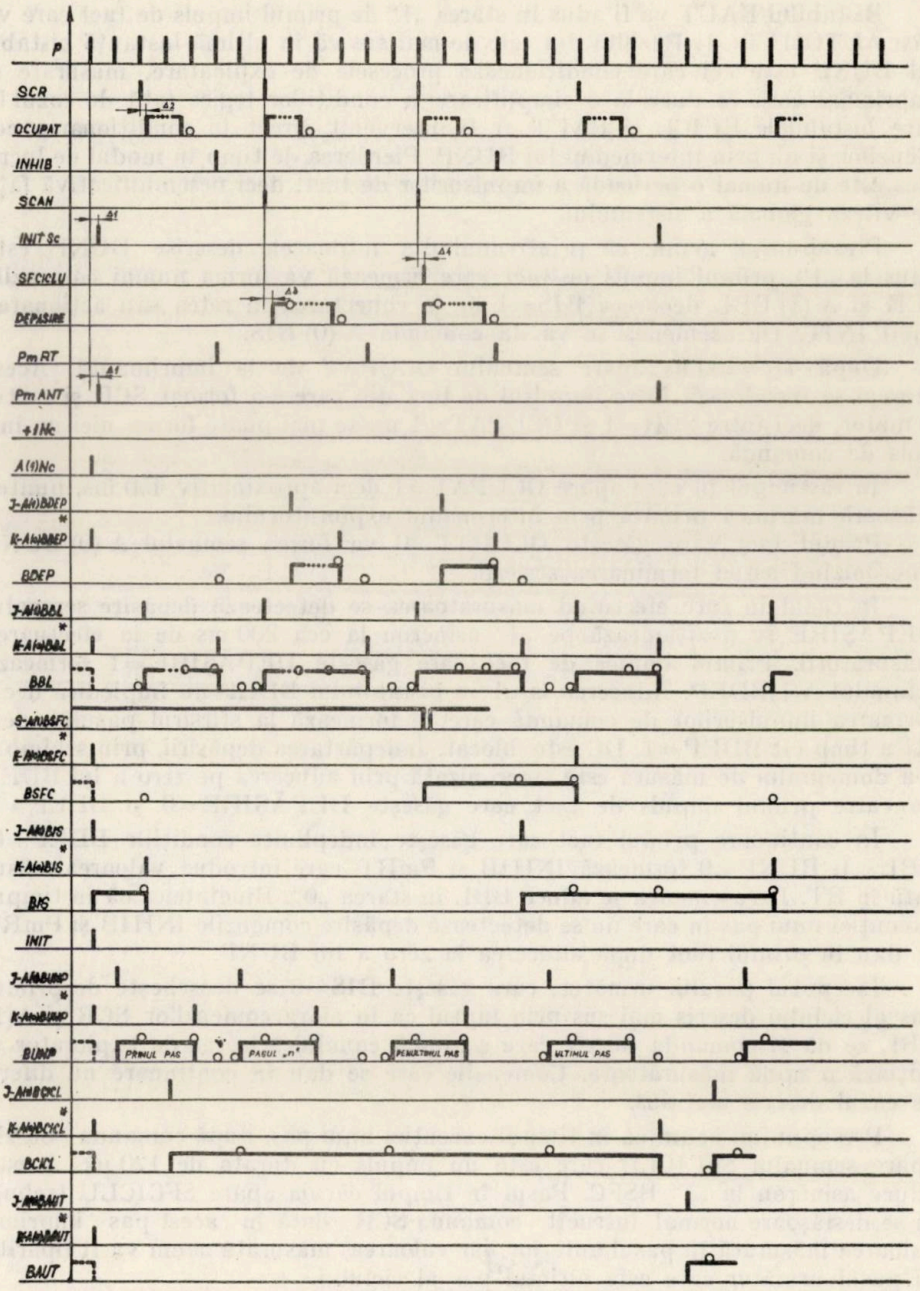


Fig. 5. Diagrama de timp.

În acest pas se imprimă deci, valoarea măsurată în ultimul canal al ciclului parcurs, și la sfîrșitul pasului BIS fiind „1" se dau comenzile PmAUT și INITSC. Bistabilul BIS rămîne poziționat pe „1" astfel încît primul pas al ciclului următor se va desfășura așa cum a fost descris mai sus.

6. **Scrierea ecuațiilor logice pe baza diagraei de timp**

(1) SCR $=BUNP.\overline{BBL}.p$
(2) INHIB $=A(0)BBL.\overline{BIS}.p$
(3) SCAN $=SCR.\overline{BIS}$
(4) PmRT* $=INHIB$
(5) INITSC $=PmANT$
(6) $+1N_c$ $=INHIB.BSFC$
(7) PmANT $=A(0)BBL.BIS+(INIT+D_1)$
(8) $A(1)N_c$ $=INIT$
(9) A(1)BDEP (J) $= \overline{DEPĂȘIRE.BDEP}$
(10) A(0)BDEP (K) $= \overline{DEPĂȘIRE}.BDEP$
(11) A(0)BDEP (R) $=$ INIT
(12) A(1)BBL (J) $= \overline{BUNP.BBL}$
(13) A(0)BBL (K) $= \overline{BUNP}.BBL.\overline{BDEP}$
(14) A(0)BBL (R) $=$ INIT
(15) A(1)BSFC (S) $=$ SFCICLU
(16) A(0)BSFC (K) $=$ A(1)BBL.BSFC
(17) A(0)BSFC (R) $=$ INIT
(18) A(1)BIS (J) $=$ A(0)BBL.BSFC
(19) A(0)BIS (K) $=$ A(1)BBL.BIS.BSFC
(20) w(1)BIS (S) $=$ INIT
(21) A(1)BUNP (J) $=$ UNPAS+BUNP.BCICLU.BBL
(22) A(0)BUNP (K) $=$ BUNP.BBL.OCUPAT
(23) A(0)BUNP (R) $=$ INIT
(24) A(1)BICCL (J) $=$ UNCICLU+BCICL.BAUT
(25) A(0)BCICL (K) $=$ A(0)BBL(K).BIS+A(0)BAUT
(26) A(0)BCICL (R) $=$ INIT
(27) A(1)BAUT (J) $=$ BAUT.AUTOMAT
(28) A(0)BAUT (K) $=$ BAUT.AUTOMAT
(29) A(0)BAUT (R) $=$ INIT

Pe baza acestor ecuații se poate face sinteza blocului circuitelor de comandă BCC. Schema logică sintetizată cu circuite SI și SAU este prezentată în fig. 4.

Întreaga instalație a fost realizată pentru catedra de Betoane din cadrul Facultății de Construcții și funcționează în foarte bune condițiuni.

BIBLIOGRAFIE

1. Alexandru Rogojan, Calculatoare numerice Vol. 2 curs IPT 1974.
2. * * * TR-6196 Digital Recorder-Operating manual
3. * * * Scanner PM 2560
4. * * * Strain Indicator Type 1526 (Brüel§Kjaer)

DATA ACQUISITION SYSTEM

ABSTRACT

This Paper presents the design of a data Acquisitoin system.

In the First part there are Described the system components and the timing and control units.

* În scrierea ecuației PmRT nu s-a ținut cont de domeniul de măsură și de punctul zecimal. De fapt această ecuație are următoarele forme :

(4.1) $PmRT_{200} = PmRT \cdot DOMENIU_{200}$
(4.2) $RNRT_{2000} = PmRT \cdot DOMENIU_{2000}$
(4.3) $PmRT_{20000} = PmRT \cdot DOMENIU_{20000}$

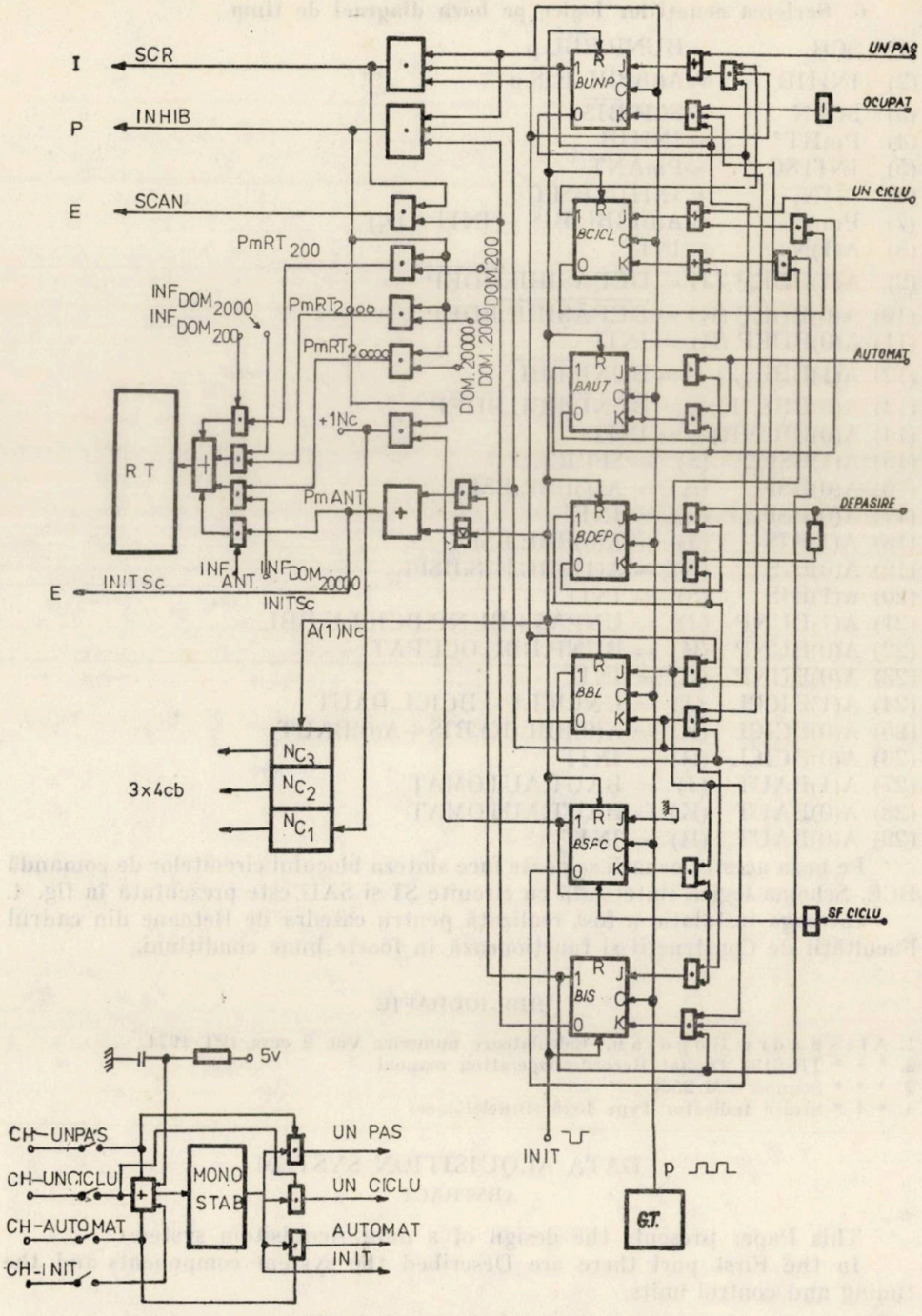


Fig. 6. Schema logică a DC

There are presented the blocks with terminals, the time diagram of the processes ans the logic diagram of the timing and control units.

Buletin ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 27 (41) Fascicula 1—1982

STUDIU ASUPRA LIMBAJELOR DE PROGRAMARE PENTRU MINI ŞI MICROSISTEME DE CALCUL. TENDINŢE ACTUALE

DE

V. CREŢU

1. Introducere

În etapa actuală de dezvoltare a tehnicii de calcul, un rol tot mai important revine activităţii de programare. Ponderea acestei activităţi în ansamblul cheltuielilor pentru realizarea de sisteme informatice (hardware şi software) ajungînd la peste 50%. Prognozele actuale arată însă o tendinţă de creştere a cheltuielilor pentru producerea sistemelor de programe pînă la 90% din cheltuielile totale [VA78].

Activitatea de programare se concretizează în conceperea şi realizarea de programe executabile pe un anumit sistem de calcul. Un rol esenţial în acest sens revine limbajelor de programare.

2. Limbaje de programare

Prin limbaj de programare se înţelege o modalitate de descriere a algoritmilor şi structurilor de date în vederea execuţiei acestora pe sisteme de calcul [JI78]. Astfel, un limbaj de programare reprezintă o modalitate de comunicare între un utilizator şi un anumit sistem de calcul. Pentru ca această modalitate să devină efectivă este necesar ca utilizatorul să scrie un program sursă în limbajul de programare considerat. Pentru a putea fi executat pe un sistem de calcul, programul sursă trebuie transformat în program obiect, prin program obiect înţelegînd un program scris în cod maşină, direct executabil de către un procesor.

Prezentul studiu îşi propune să prezinte o serie de tendinţe actuale remarcate în dezvoltarea limbajelor de asamblare şi limbajelor de nivel înalt în domeniul mini şi microsistemelor de calcul. Studiul se bazează pe o bogată bibliografie consultată de autor, existentă în cadrul catedrei de calculatoare sau a bibliotecii Centrului de calcul al institutului.

3. Tendinţe actuale în domeniul limbajelor de asamblare

Programarea în limbaje de asamblare este larg utilizată în implementarea de aplicaţii. Ea permite realizarea de programe compacte, eficiente şi performante, întrucît algoritmii sînt elaboraţi în termenii instrucţiilor sistemului. Aceste caracteristici conferă programării în limbaje de asamblare o importanţă deosebită în acest domeniu al mini şi microsistemelor în care de regulă resursele sistem sînt foarte limitate.

Din păcate există și o serie de dezavantaje. Programele sînt greu de conceput și dificil de implementat, testarea și corectarea lor este foarte laborioasă. Programarea în limbaje de asamblare poate fi abordată numai de către programatori specializați în acest domeniu, motiv pentru care costul acestei activități este deosebit de ridicat.

Cu toate acestea, cea mai mare parte a aplicațiilor mini și microsistemelor de calcul sînt elaborate azi de către firmele de specialitate în limbaje de asamblare. Ca atare pot fi remarcate o serie de tendințe în acest domeniu.

a) Dezvoltarea de noi limbaje de programare. Interesul pe care firmele îl manifestă față de limbajele de asamblare în domeniul microprocesoarelor, se concretizează în apariția de noi limbaje de acest tip și în perfecționarea celor deja existente. De regulă fiecare nou tip de microprocesor care apare pe piață este utilat cu un sistem de dezvoltare a cărui element de bază este asamblorul specific. Astfel firma INTEL pune la dispoziție asambloarele ASM-80, 85, 86 pentru microprocesoarele 8080, 8085 și 8086, iar firma Microsoft asambloarele MACRO-80 (pentru 8080 și Z80) și XMACRO-86 pentru 8086 [MI80].

În ceea ce privește minisistemele de calcul în acest domeniu tendința de apariție de noi limbaje este mai redusă. Pe de o parte firmele de tradiție care au dezvoltat sisteme de operare complexe nu au interesul să dezvolte alte sisteme decît în măsura în care acesr lucru e strict necesar. Pe de altă parte cumpărătorii sînt susceptibili la schimbări revoluționare, motiv pentru care se caută asigurarea unei cît mai perfecte compatibilități între vechile și noile sisteme. Este mult mai ușor de impus un nou limbaj în domeniul microsistemelor, unde în general se scriu programe dedicate unor aplicații specifice, decît în domeniul minisistemelor care, în ultima perioadă prin performanțe și putere de calcul își impun obiectivele generale ale sistemelor universale de putere medie.

b) Limbaje de asamblare în microprogramare. Aplicarea conceptului „bit-slice" în tehnica realizării microprocesoarelor microprogramabile a determinat realizarea unor deziderate deosebite: înaltă flexibilitate a arhitecturii, date de lungime variabilă, emularea seturilor de instrucții existente, reducerea circuitelor logice preconizate de microprogramare. Deoarece efortul de concepție și realizare al microprogramelor este încă foarte mare, firma MOTOROLA a dezvoltat asambloare pentru microprogramare: Motorola-Assembler și Advanced Micro Devices AMDAMS/29 Assembeler, care reduc în mod consierabil acest efort [BA79].

Asambloarele pentru microprograme lucrează în două faze succesive. Prima fază (de definire), se referă la stabilirea setului de microfuncții, a structurii cuvîntului microprogram și a mnemonicelor de asamblare. Faza următoare analizează microprogramele sursă exprimate în termenii stabiliți la faza de definire și generează succesiuni de cifre binare compatibile cu procesorul în cauză.

c) Limbaje macro-asambloare. O modalitate de rezolvare a unora dintre deficiențele limbajelor de asamblare o reprezintă limbajele macroasamblor care au un nivel de organizare superior limbajelor de asamblare, dar mai coborît decît al limbajelor de nivel înalt. Aceste limbaje atribuie nume simbolice unor liste sau unor instrucțiuni de asamblare individuale, care sînt executate ori de cîte ori respectivele nume sînt apelate. Macroinstrucțiunile sînt ideale pentru aplicații deoarece programul generat este la fel de compact și eficient ca un program scris în limbaj de asamblare, dar malt mai rapid și mai ușor de scris.

Dseigur facilitatea de macrogenerare care permite utilizatorului să-și definească un set propriu de macroinstrucții sau să utilizeaze cîteva macro-

instrucţii sistem cu caracter special, este specifică tuturor limbajelor de asamblare moderne. Limbajele macro-asambloare se referă însă la un set de macroinstrucţii furnizate de către firmă (ready-made macros). Acest set utilizează structuri de comandă de tip Algol care înlocuiesc marea majoritate a mnemonicelor de asamblare cu structuri mai uşor de utilizat. În acest sens se dau ca exemple două astfel de limbale: BSAL (Block Structured Assembly Language) produs de către Mupro Inc. Sunnyvale California şi SMAL (Structured Macro-Assembly Language) al firmei Chromod Associates New York, pentru microprocesoarele 8080 şi 8085.

Se apreciază că acest tip de limbaje se va bucura pe viitor de un interes sporit din partea utilizatorilor [PO79].

4. Tendinţe actuale în domeniul limbajelor de nivel înalt

Activitatea de programare a mini şi microsistemelor, a început să coste din ce în ce mai mult. Studiile efectuate arată că scrierea unei linii de program costă cam 10$, iar actualizarea ei poate costa de trei ori mai mult. Deoarece programatorii scriu acelaşi număr de instrucţii pe zi (10), este clar din acest punct de vedere că programarea în limbaje de nivel înalt care produce mai multe linii cod-maşină pentru fiecare instrucţie a limbajului, este net superioară programării în limbaj de asamblare unde la o instrucţie corespunde o linie cod-maşină. Pe de altă parte limbajele de nivel înalt actuale permit concepţia şi urmărirea uşoară a programelor, reduc documentaţia şi facilitează în mod deosebit actualizarea şi punerea la punct a programelor în special prin introducerea conceptelor de programare modulară şi programare structurată [HA72], [VA78], [IN80]. În comparaţie însă cu limbajele de asamblare, limbajele de nivel înalt fac mai puţin eficientă utilizarea sistemelor de calcul. În general, programele scrise în astfel de limbaje necesită mai mult timp pentru execuţie şi un volum mai mare de memorie, elemente care sînt critice pentru minisisteme dar mai ales pentru microsisteme.

Cu toate aceste dezavantaje, limbajele de programare de nivel înalt au fost introduse pe scară largă în acest domeniu. În continuare se vor prezenta cîteva tendinţe care se manifestă în dezvoltarea acestor limbaje.

a) Există o tendinţă generală de dezvoltare de noi limbaje de programare. Această tendinţă întîmpină din partea utilizatorilor o rezistenţă în sensul adoptării rapide a noilor produse, rezistenţă cunoscută sub numele de „sindromul limbajului nativ" [DO80]. Acest sindrom se referă la faptul că un programator rămîne în general fidel primului limbaj de programare pe care l-a însuşit, acceptînd cu greu trecerea la un nou limbaj chiar dacă acesta este mai bun.

b) În acelaşi timp cu proliferarea de noi limbaje se observă că limbajele cele mai populare şi mai valoroase cum ar fi Basic şi Pascal din lipsa unei standardizări stricte tind să devină familii de limbaje derivate din limbajul de bază completat cu restricţii şi extensii particulare. În acest mod se pierde calitatea deosebit de importantă de portabilitate a programelor scrise în limbajul respectiv.

c) În proiectarea noilor limbaje a fost adoptat principiul ortogonalităţii. Un limbaj ortogonal este constituit în jurul unui număr mic de construcţii fundamentale şi a unui set de reguli sistematice pentru combinarea lor. Noile concepte pot fi definite doar în termenii vechilor concepte deja definite. Exemple sugestive în acest sens sînt versiunea originală a limbajului Pascal [WI71] şi limbajul Ada [IC79].

d) În vederea creşterii eficienţei şi siguranţei activităţii de programare limbajele moderne conţin principiul programării structurate ca o calitate intrin-

secă a lor [VA78]. În plus se utilizează reguli de vizibilitate stricte în ceea ce privește domeniul de definiție al variabilelor, element care conferă un grad foarte înalt de verificabilitate al codului generat încă de la faza de compilare. Astfel marea majoritate a erorilor (în special de acces) care pînă acum erau puse în evidență doar în timpul execuției, pot fi detectate încă în faza de compilare [IC79], [WI71].

e) Se constată o tendință tot mai accentuată de trecere a limbajelor tradiționale pe sisteme bazate pe microprocesoare. Un studiu recent întreprins de către National Computing Center (Anglia) a identificat cel puțin 16 limbaje de nivel înalt larg utilizate în programarea microsistemelor. Această listă include : Ada, Algol, APL, Basic, BCPL, Cobol, Coral, Forth, Fortran, Lisp, MPL, Pascal, Pilot, PL/M, PL2, RTL/2 [IN80].

f) Pătrunderea limbajelor de nivel înalt în domeniul microprocesoarelor a determinat mutații fundamentale în arhitectura acestora. O serie de concepte dezvoltate inițial în software au fost preluate și introduse în hardware cu rezultate deosebite. În acest fel au fost implementate noi nivele de întrerupere, noi moduri de adresare și configurare a spațiului de memorie, noi tipuri de date, algoritmi eficienți pentru conversia datelor și în ultima perioadă chiar microprocesoare bazate pe limbaje de nivel înalt [IN80], [RA81].

g) Limbajele de nivel superior se pot clasifica în funcție de posibilitățile lor de programare în limbaje destinate aplicațiilor uzuale și în limbaje cu posibilități de programare sistem (care nu necesită funcțiile unui sistem de operare). În ceea ce privește sistemele dotate cu microprocesoare, această clasificare nu mai este actuală. Din cauza constrîngerilor de memorie, utilizarea unor sisteme de operare generale este în afara discuției. Limbajele de nivel superior care sînt utilizate în acest domeniu trebuie să aibă posibilități de programare sistem. Acestea sînt limbajele de programare concurente cărora li se prevăd largi perspective de dezvoltare [JU81].

O altă alternativă a rezolvării acestor probleme o furnizează „programarea hibridă" sau „conceptul intraliniar" care se referă la inserarea unor porțiuni de program scris în cod-mașină între instrucțiile de nivel înalt pentru secțiunile critice din punct de vedere al timpului de execuție sau al interfeței sau sistemul de calcul [IN80].

h) În ceea ce privește modalitățile de implementare ale limbajelor de nivel înalt în domeniul mini și microsistemelor de calcul, s-au conturat două tendințe : implementarea prin intermediul compilatoarelor și implementarea prin intermediul interpretatoarelor, fiecare avînd avantaje și dezavantaje [PO79]. Realitatea arată că de fapt la ora actuală se utilizează o cale de mijloc. Limbajele sînt implementate cu ajutorul compilatoarelor care însă generează un cod intermediar care în vederea execuției urmează a fi interpretat [IN80]

5. Concluzii

Prezentul studiu și-a propus să prezinte o serie de tendințe actuale ale dezvoltării limbajelor de programare. Ca și concluzii ale acestei prezentări se vor scoate în evidență cîteva din problemele actuale ale programării și în mod implicit ale limbajelor de programare în domeniul mini și microsistemelor.

a) Programarea clasică nu este în măsură să furnizeze metode clare, complete și coerente de proiectare, realizare și menținere a programelor. Ca atare cercetările s-au îndreptat spre găsirea de noi metode și tehnici de programare. Au fost introduse programarea modulară și ulterior programarea structurată. Tehnica programării structurate bazată pe teoremele de structură și descompunere, utilizează metoda programării de „sus în jos" (top-down) opusă metodei

clasice de „jos în sus" (bottom-up), care consta în elaborarea mai întîi a modulelor funcționale de bază și asamblarea lor progresivă în module din ce în ce mai complexe. Programarea structurată necesită facilități speciale ale limbajelor de programare și anume : posibilități avansate de structurare a programelor și structuri de comandă speciale. Dintre limbajele care implementează aceste calități amintim : Pascal, Forth, Modula, Ada,

b) Programarea a evoluat și în sensul creșterii complexității ei. În acest sens se remarcă trei etape distincte : programarea secvențială, programarea concurentă și programarea timp-real. Programarea secvențială se referă la programarea clasică și este bine cunoscută. Programarea concurentă permite utilizatorului să intervină în execuția paralelă și în sincronizarea proceselor prin elemente de limbaj. Programarea timp-real prefigurată de către Wirth [WI77] propune luarea în considerare a factorului timp, element neglijat în tipurile de programări anterioare. În domeniul aplicațiilor timp-real acest element este însă definitoriu. Trebuie remarcat faptul că programarea concurentă este o extensie a programării secvențiale, iar programarea timp-real, o extensie a celei concurente prin luarea în considerare a timpului de execuție a proceselor.

c) Apariția limbajului ADA care reunește cele mai valoroase concepte de programare elaborate pînă în prezent marchează o nouă etapă. Acest limbaj care introduce noțiunea de software modular, reprezintă un moment de răspîntie nu numai din punct de vedere al programării ci și din punct de vedere al arhitecturii microprocesoarelor asupra căreia conceptele de programare de nivel înalt au din ce în ce mai multă influență [RA81]. Se apreciază că ADA va fi utilizat în aplicații științifice, concurente și de timp-real fiind considerat un limbaj al viitorului [JO81].

d) Activitatea de programare actuală, deși în continuă dezvoltare este limitată conceptual de arhitectura de tip Von Neumann a procesoarelor actuale. John Backus creatorul limbajului Fortran propune o altă modalitate de realizare a programelor, legată de o arhitectură de tip funcțional [BA78]. Programele funcționale lucrează cu structuri de date construite ierarhic, fără a denumi argumente și fără a necesita mecanismul complex al declarațiilor de proceduri, pentru a deveni general valabile. Asociat cu acest stil funcțional de programare, Backus propune și o algebră de programare care prin transformări de natură matematică precizează comportarea detaliată și condițiile de terminare ale unor clase largi de programe. Aceste elemente sînt încă în studiu teoretic, urmînd ca viitorul să arate viabilitatea unui asemenea stil funcțional.

Toate aceste tendințe vin să confirme faptul că programarea calculatoarelor și în mod inerent limbajele care o materializează pe mini și microsisteme de calcul sînt constituite într-un domeniu bine conturat, cu largi perspective de viitor. Cercetările și rezultatele obținute în acest domeniu conturează mai multe tendințe de dezvoltare, din care practica și aplicațiile vor selecta elementele cele mai valoroase.

BIBLIOGRAFIE

[BA78] J. Backus, „Can programming be eliberated from the Von Neumann style ? A functional style and its algebra of programs". Com ACM Aug. 1978 Vol. 21, Nr. 8 (613—614).

[BA79] T. Balph, W. Blood, „Assembler streamlines microprograming". Computer Design December 1979 (79—89).

[DO80] K. L. Doty, „A top-down evaluation of Pascal". Computer design May 1980 (167—177).

[HA72] P. B. Hansen, „Structured multiprogramming". Com ACM 15,7 (July 1972) (574—577).
[IC79] J. D. Ichbiah, ş. a. „Preliminary ADA reference manual". Com ACM V 14, Nr. 6 (June 1979) Part A.
[IN80] * * * „Industrial high level languages". International systems May 1980 (59—65).
[JI78] M. Jitaru, „Îndrumător de limbaje de programare". Ed. tehnică 1978.
[JO81] R. C. Johnson, „Special report : ADA the ultimate language". Electronics February 24 1981 (127—132).
[JU81] I. Jurca, D. Petriu, V. Creţu, „A study on concurrent programming concepts implemented in high level languages", 4 th International conference on control systems and computer science, Preprints Vol. IV (91—96). June 1981.
[MI80] * * * „Microsoft 1980. Software book".
[PO79] J. G. Posa, „Programming microcomputer systems with high-level languages". Electronics January 18, 1979 (105—112).
[RA81] J. Rattner, W. W. Latin, „ADA-determine architecture of 32-bit microprocessors". Electronics February 24 1981 (119—126).
[VA78] I. Văduva, ş. a. „Programarea structurată". Ed. tehnică 1978.
[WI71] N. Wirth, „The programming language Pascal". Acta Informatica 1 (35—63) 1971 Springer-Verlag 1971.
[WI77] N. Wirth, „Toward a discipline of real-time programming". Com ACM Aug. 1977, Vol. 20, Nr. 8 (577—583).

A STUDY ON PROGRAMMING LANGUAGES FOR MINI AND MICROSYSTEMS. ACTUALY TENDENCIES

ABSTRACT

The great diversity es of the existing programming languages demonstrates that programming has become a well defined research field. This paper presents the actualy tendencies provided in assembly languages, in high level languages for mini and microsystems, and some general features of programming, as a results of a bibliographic study.

Buletin ştiinţific şi tehnic al Institutului Politehnic „Traian Vuia" Timişoara

ELECTROTEHNICĂ

Tom 27 (41) Fascicula 1—1982

A STUDY ON PROGRAMMING LANGUAGES, TRANSLATORS AND THEIR IMPLEMENTATION METHODS

BY

V. CREŢU

1. Programming languages

In the current stage of computer technology, programming has an increasingly important role. Programming consists in describing algorithms and data structures particular to an application, in the form of programs executable on a certain computer system. To this aim programming languages are used.

In fact a programming language represents an abstract computer capable of understanding the terms used in this language which may embody a certain level of abstraction from the object used by the real machine [WI76]. From the point of wiew of their increasig level of abstraction, programming languages can be divided into :

— machine languages (very low level languages)
— assembly languages (low level languages)
— high level languages
— application oriented languages (very high level languages).

Simultaneously with an increase in the level of abstraction, the comfort and reliability of programming improve but at the same time the degree of freedom for the programer and the efficiency of the generated code decrease (Fig. 1) [JO78].

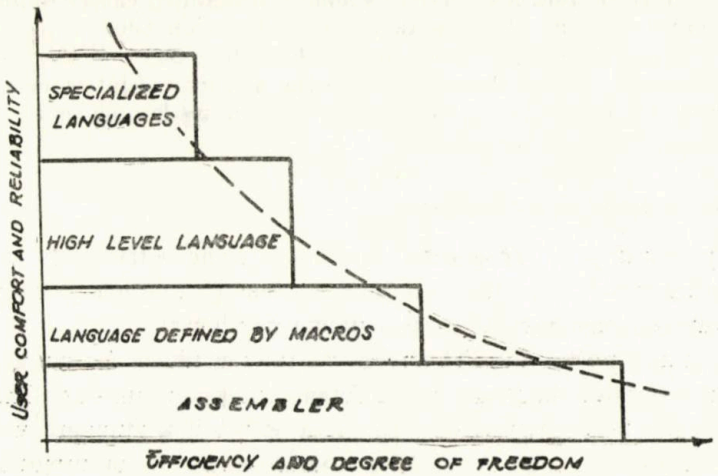


Fig. 1. The relation between efficiency and degree of freedom for the programer, and comfort and realibility of programming.

To implement an application, a user must write a sequence of instructions (source program) in the considered language, which describes the data structures and the actions required to be performed by the computer. The source program must be translated into the machine code language of the available computer (object program). The task of translating a source program into an object program is performed by a set of special destination programs from the operating system of the considered computer, called translators [AH77].

2. Translators

The translator programs fall into several categories :

a) assemblers — transform source programs written in assembly language into machine code.

b) compilers — transform source programs written in high level languages into an object program written in assembly language or machine code.

c) preprocessors — are translator programs which transform source programs written in high level languages into equivalent programs written in other high level languages.

d) interpreters — the main feature of the above mentioned translators is the fact they process the whole source text transforming it into an object program which will be executed later. Unlike these translators the interpreters are translators in which each instruction is analised, converted into machine code and executed before the next instruction is processed. For this reason interpreters are closely related to the computer on which they are implemented, transforming it into an abstract computer capable of executing the instructions of a high level language. Two modes of using interpreters are known :

1° The interpreter executes just the statemnets of a high level language. A largely used interpreter of this kind is the one for Basic.

2° The interpreter executes the instructions of an abstract computer (virtual-machine). As an example, Snobol is often interpreted, the intermediate code beeing the post fix Polish notation [AH77]. Also Concurrent Pascal created by Per Brinch Hansen has been implemented on a virtual machine defined by him [HA75]. Interpreters are relatively simple programs, easely implementable, but they have a major disadvantage : the execution time of an interpreted program is as a rule, several times longer than the execution time of the same compiled program. In Fig. 2 are presented the methods of interface with a computer system for the different types of programming languages as well as the corresponding types of translators.

3. The concept of portability

The portability is the specific feature of some software products to be easely implemented from one computer system to another. Portability as a concept can be considered from two points of view :

a) programs portability. This refers to the posibility of running programs, written in a certain language on different computer systems. This kind of portability can be accomplished with little effort if a standard exists in the definition of the language. As for the moment many of the programming languages are not standardised, the implementation of portability from this point of view is only partialy solved.

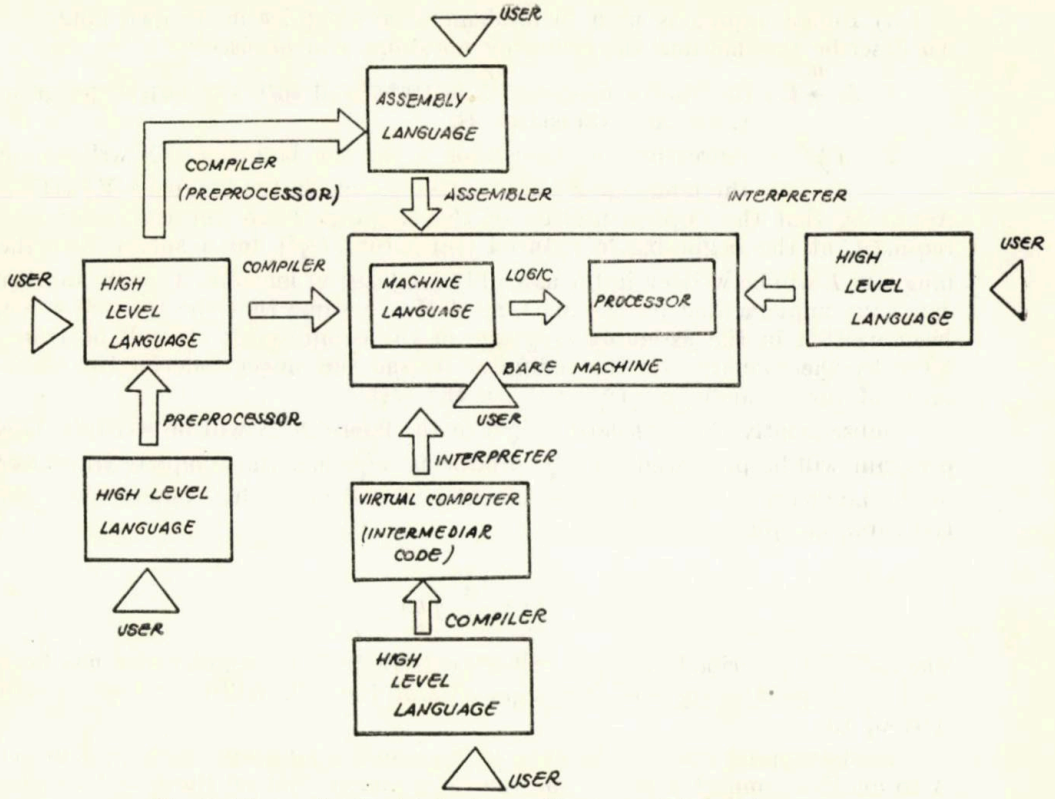


Fig. 2. The methods of interface with a computer system.

b) language portability. This refers to the possibility of easely implementing a programming language on a new computer system. Theoreticaly, a programming language can be implemented on a computer system with a certain amount of intelectual and financial effort. The increase in the degree of portability, determines the reduction of the effort required for the implementation of that language. Several techniques are known for implementing programming languages and implicitly there are as many methods to achieve language portability.

4. Programming language implementation methods

a) A first method (conceptualy simple but highly laboriuos) is to implement a language by writing its translator in the assembly language of the target computer. Such an activity takes several man/years even for simple languages and therefore it is now only seldom used.

b) A second method consists in writing the compiler in a high level language which is already implemented on the target system. From the class of high level languages amenable to this method the following can be mentioned : Bliss, C, Pascal, and to a lesser degree Fortran [AH77].

c) Writing the translator program in a language destined to compiler writing. Such special language are BCPL (Basic Combined Programming Language) [RI73], CPL (Combined programming Language) and CDL (Compiler Description Language) implemented on systems from PDP family.

d) Bootstrapping is used to implement a compiler in its own language. To describe this method the following notations will be used :

1° $A \overset{B}{\rightarrow} C$: the source program A is translated into the object program C by the translator B.

2° T_Z^{XY} : represents the translator T for the language X, written in the language Z and producing code in the language Y [AH77].

Assuming that the implementation of the language L on the computer A is required, at the beginning, a reduced translator (T_A^{SA}) for a subset S of the language L will be written in the assembly language of machine A, or in another language implemented on the machine A. Let assume that the translator has been written in the assembly language of the computer A. It will be translated by the assembler of the computer A, and the object code for the translator of the S language (T_A^{SA}) will be the result.

Subsequently the translator (T_S^{LA}) in the language S will be written. This program will be processed by T_A^{SA} producing T_A^{LA}, i.e. the complete translator of the language L running on the machine A and producing object code for the same computer :

$$T_S^{LA} \overset{T_A^{SA}}{\rightarrow} T_A^{LA}$$

The activity described above is called bootstrapping a compiler and has been used in implementing the languages Pascal [DO80], BCPL [IN80], Forth [DE80] ş.a.

Bootstrapping can also be used to transport a language from a computer A to another computer B without the requirement that on the target computer B, a programming language is already implemented. This fact is accomplished in two steps :

1° A translator T_L^{LB} is written in the language L for the language L, to produce code for the computer B. This translator will be run on the computer A as follws :

$$T_L^{LB} \overset{T_A^{LA}}{\rightarrow} T_A^{LB},$$

producing a cross compiler for the language L, which runs on the computer A and produces code for the computer B.

2° The initial translator written in the language L, will be translated by the cross compiler producing the desired compiler for the language L which runs on the machine B and produces object code for the machine B.

$$T_L^{LB} \overset{T_A^{LB}}{\rightarrow} T_B^{LB}$$

e) The portable design of a language (independent of the machine on which it will be implemented). This is not completely possible, and therefore certain portions which are strictly connected to the target computer, are separated from the rest of the translator usually in the form of a kernel. Transporting the language from one system to another implies the rewriting of the portions connected to the system i.e. of the kernel. A good experience in this sense exists at Bell Laboratory with the portable language C [JO78a].

f) Another method consists in directly interpreting the statements of a high level language, frecvently used for interactive languages (e.g. Basic). Lately in order to speed up the execution of the interpreted programs, interpreters are implemented in hardware (ROM).

g) Using virtual machines (pseudo-code). Recently, the great majority of compilers, no longer generate object code for the target computer, but an intermediate code which will be interpreted. In this way the problem of transporting a language from one system to another is reduced to the writing of an interpreter of the virtual code for the target computer, which is much simpler than the writing of a new compiler. As remarcable results, the following can be mentioned : the compilers for Fortran [FO80] and Pascal of University of California (San Diego) which generate P-code, the compiler for BCPL of University of Cambridge which generates O-code, the compiler for Coral which generates Virtual Assembly Code (VAL), the compilers for RTL/2 [RT80], ADA [JO81] and others. The use of this method has been a great step forward in increasing the language portability.

h) Another method consists in applying the „cross" technique both in assembling and in compiling. This method assumes the use of translator programs for a certain language, which generate code for one computer system and are implemented on another computer system. The generated code will be transported to the target computer using an intermediate support (usually the punched tape).

5. Conclusions

The great diversity of the existing programming languages demonstrates that programming has become a well defined research field with large possibilities of developement. This paper has presented the concepts of programming language and of translator regarded as a method of interface between the language and the target computer system, as well as several methods of language implementation (i.e. translators) from the point of view of portability. All these are elements of larg perspective in this field, to which the research devotes great and sustained efforts.

BIBLIOGRAPHY

[AH77] A. V. Aho, J. D. Ullman, „Principles of compiler design". Addison-Wesley Publishing Company 1977.

[DE80] R. E. Dessy, M. R. Starling, „Fourth generation language for laboratory application". International Laboratory, March 1980 pag. (11—24).

[DO80] K. L. Doty, „A top down evaluation of Pascal". Computer design May 1980 (167—177).

[FO80] * * * „Fortran added to UCSD software". Electronics August 1980 pag. (302).

[HA75] P. B. Hansen, „The programming language Concurrent Pascal". I.E.E.E. Trans of Software Eng. Vol SE-1, nr. 2, June 1975.

[IN80] * * * „Industrial high level languages". International Systems May 1980 (59—65).

[JO78] W. JOERG, „The use of application-oriented program languages in micro-computer oriented equipment such as in telecounting". Landis & Gyr Review 25 (1978) 3 (12—18).

[JO78a] S. C. Johnson, D. M. Ritchie, „Portability of C programs and the UNIX System". The Bell System Technical Journal Vol 57, July-Aug. 1978 (2021—2049).

[JO81] R. C. Johnson, „Special report : Ada the ultimate language". Electronics February 24 1981 (127—132).

[RI73] M. Richards, „The BCPL programming manual". The Computer Laboratory University of Cambridge April 1973.

[WI76] N. Wirth, „Algorithms — Data Structures — Programs". Prentice-Hall INC. Englewood Cliffs N.J. 1976.

LIMBAJE DE PROGRAMARE, TRANSLATOARE ŞI METODE PENTRU IMPLEMENTAREA LOR

REZUMAT

Această lucrare prezintă conceptele de: limbaj de programare, de translator privit ca o modalitate de interfață între limbaj și sistemul se calcul destinație, precum și cîteva metode de implementare a limbajelor de programare respectiv a translatoarelor, privite din punct de vedere al portabilității.

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA

Seria Electrotehnică

Tomul 27 (41) **Fascicola 2**

IULIE — DECEMBRIE
1982

COLEGIUL DE REDACȚIE

Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. IOAN DRĂGOI, Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ – redactor șef, Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM m. c. al Acad. R. S. R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRSTICI, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVÁCS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Conf. dr. ing. IOAN NIȚĂ, Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU – secretar de colegiu

COMITETUL DE REDACȚIE

Electrotehnică

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. AVRAM HELER, Prof. dr. doc. ing, CONSTANTIN ȘORA – redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEC – redactor responsabil adj., Prof. dr ing. NICOLAE BUDIȘAN, Prof. dr. ing. OVIDIU CRIȘAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Prof. dr. ing. VASILE POP, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Prof. dr. ing. ANTON SAIMAC, Prof. dr. ing. VLAD VĂZDĂUȚEANU – secretar de redacție.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

S U M A R

ELECTROTEHNICA TEORETICA

Bogoevici N., Kovacs A.: Asupra transferului semnalelor aleatoare multidimensionale prin sisteme neliniare statice 1

Toader D.: Calculul curenţilor de scurtcircuit în cazul a două scurtcircuite monofazate la linii de medie tensiune cu nulul tratat prin rezistor 9

Fetiţa I.: Teoremă de echivalenţă a cîmpului magnetic 15

MASURARI ELECTRICE

Tiponuţ V.: Unele observaţii privind expresia de reconstituire a semnalelor periodice eşantionate 19

Vetreş I.: Influenţa dimensiunii electrozilor la măsurarea rezistivităţii electrice 23

Saimac A., Miklos I., Rusu N.: Studiul posibilităţilor de demagnetizare a minereului 29

APARATE SI MASINI ELECTRICE

Bartzer St.: Cu privire la ipoteza legii liniare a transmiterii căldurii din teoria clasică a încălzirii şi răcirii maşinilor electrice 35

Nica Elena: Caracteristicile şi performanţele maşinii electrice cu comutaţie statică 41

Negca V.: Schema electrică pentru încercarea motoarelor asincrone la cuplu constant 47

Bogoevici Gh.: Analiza armonică a tensiunii rotorice a unui motor asincron cu un redresor intercalat în circuitul rotoric 53

ELECTROENERGETICA

Velicescu C.: Metodă şi program de calcul pentru determinarea puterii consumatorilor şi amplasarea optimă a centrelor de alimentare cu energie electrică 59

Buta A., Moga M., David G.: Determinarea locului de amplasare a mijlocului de reglare a puterii reactive în reţele electrice ale consumatorilor industriali 65

Bere I.: Calculul defectelor simultane constituite dintr-o întrerupere de fază şi un scurtcircuit monofazat 71

ELECTRONICA SI TELECOMUNICATII

Faniciu A., Toma C.I.: Consideraţii privind studiul comparativ al unor sisteme de sincronizare utilizate în televiziunea aplicată cu explorare întreţesută simplă 77

Ciocloda Gh.: Modul electronic de identificare şi clasificare a extrasistolelor cardiace 83

CALCULATOARE

Cocârlă T., Pocinog G., Taroata A.: Sistem decizional-operaţional cu posibilităţi de utilizare a tehnicii de calcul în domeniul reparaţiilor 87

Vlăduţiu M., Florea D.: Detectarea defecţiunilor de tip scurtcircuit de pe plachetele echipate cu circuite integrate numerice

Ciocârlie H.: Analizor de domeniu pentru limbaje de tip Pascal

AUTOMATIZARI

Babuţia I., Mureşan I., Proştean O.: Interfaţa modulelor UC8o2 PROG-PROM cu echipamentul ECAROM 8oo 103

Buletin Scientifique et Technique
de
L'institut polytechnique "Traian Vuia" Timişoara
Tome 27(41) ELECTROTECHNIQUE 1982

S O M M A I R E

ELECTROTECHNIQUE THEORETIQUE

Bogoevici N., Kovacs A.: About the transfer of multi-dimensional aleatory signals through static nonlinear sistems 1

Toader D.: Die Berechnung der Kurzschlussströme in Drehstrom leitungen mittlerer Spannung mit doppeltem Einphasen kurzschluss in Anwesenheit von Strombegrenzumgswiderständen im Nulleiter 9

Fetiţa I.: Teorema ravnoznacinosti magnitnogo polia 15

MESURES ELECTRIQUES

Tiponuţ V.: Some observations concerning the reconstruction formula of sampled periodical signals 19

Vetreş I.: Influence of the size of the electrodes in electrical resistivity measurements 23

Saimac A., Mikloş I., Rusu N.: Installation pour la démagnétisation des minerais ferreux 29

APPAREILLES ET MACHINES ELECTRIQUES

Bartzer St.: Über die Voraussetzung des linearen Wärmeabgabegesetzes in der klassischen Theorie der Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen 35

Nica Elena: The characteristics and performances of the electrical machine with static commutation 41

Heşca V.: The electric scheme for testing the asynchronous motors at constant torque 47

Bogoevici Gh.: Harmonic analysis of the rotor voltage for the slipring induction motor starting using a half cantrolled rectifier bridge in the secondary circuit 53

ELECTROENERGETIQUE

Velicescu C.: The application of methods for best position . of electrical power centres with statistical-probability loads predetermination 59

Buta A., Moga M., David G.: La détermination démplacement du moyen du reglage de la puissance réactive dans les réseaux electriques des consommateurs industriels 65

Bere I.: Le calcul des défauts simultanés qui sont constituits par une interruption de phase et un court-circuit monophasé 71

ELECTRONIQUE, TELECOMMUNICATIONS

Faniciu A., Toma C.I.: Considerations concernant l'etude comparative des quelques systemes de syncronisation utilisé dans la television appliqué a balayage entrelace 77

Ciocloda Gh.: Elektronischer Baustein für die Identifizierung und Klassifizierung der Herzextrasystolen 83

ORDINATEURS

Cocârlă T., Pocinog G., Taroata A.: Ein operatives Entschlussystem mit Verwendungmöglichkeiten der elektronischen rechnenmaschinen im Gebiet der Reparaturen 87

Vlăduţiu M., Florea D.: Entdeckung der Kurzschlussfehler auf bestückten Heiterplatten 91

Ciocîrlie H.: On scope analysis in a compiler for Pascal-type languages

AUTOMATIQUE

Babuţia I., Mureşan I., Proştean O.: Die Kopplungsstelle der Modulen UC8o2, PROG-PROM mit dem ECAROM 8oo Gerät 103

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

ABOUT THE TRANSFER OF MULTI-DIMENSIONAL ALEATORY SIGNALS THROUGH STATIC NONLINEAR SISTEMS

Bogoevici N., Kovacs A.*

1. Introduction

As a matter of fact, aleatory (stochastic) processes constitute the object of numerous recent studies [1][2][3][4] . As in the literature few references are made to the transmission of multi-dimensional aleatory signals by nonlinear systems, the present paper is concerned with some theoretical aspects of the problem under study.

The authors thus present and explain the calculus relations for the functions and densities of distribution of the first and second order of multi-dimensional aleatory processes, with n input and m output signals. The uni-dimensional case has been presented in [5] . The analyzed problem being very complex, reference has been made only to nonlinear systems without inertia and without feedback loops.

2. Input and Output Aleatory Signals

Generally each of the m output aleatory signals is dependent on all the n signals at the input (Fig.1)

$$Y_j(t) = \psi_j(X_1(t), X_2(t), \ldots, X_n(t)), \quad (j=1,2,\ldots,n) \qquad (1)$$

where ψ_j is a deterministic nonlinear function.

Vectorially, this dependence is expressed by the formal relation

$$\mathbf{Y}(t) = \boldsymbol{\Psi}(\mathbf{X}(t)) , \qquad (2)$$

or

$$\boldsymbol{\Psi}: \mathbf{X}(t) \rightarrow \mathbf{Y}(t); \quad \mathbf{X}(t) \in D_X, \quad \mathbf{Y}(t) \in D_Y, \qquad (3)$$

where

*Institutul de subingineri
Piaţa Lenin nr.1-4
1700 Reşiţa - România

$$\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \ldots, \psi_m\} \qquad (4)$$

is the nonlinear vectorial application, $D_X \subset \mathbb{R}^n$ is the range included in the n-dimensional Cartesian space, and $D_Y \subset \mathbb{R}^m$ is the range included in the m-dimensional space.

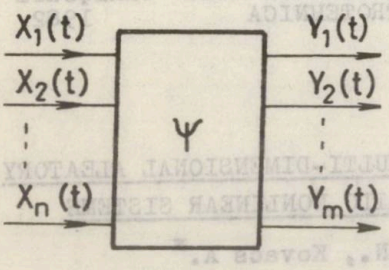


Fig.1. Multi-dimensional aleatory process

In the considered case of systems without inertia (static systems), the functions ψ_j have nonlinear algebraic forms (some may be linear), and for simplicity they will be considered continuus and derivable with respect to each of the arguments $x_1, x_2, \ldots, x_n$. They incorporate the characteristics of the nonlinear (and linear) elements of the system, hence they are rather complex, especially if some of the nonlinear elements have a multishape characteristic. Besides, the systems without reaction that we are referring to are commonly unidirectional, that is with the information flow only from the input to the output. Thus the vectorial application Ψ is generally not bijective, except for some particular cases (e.g. in linear systems, where m = n). For $m < n$ this application is not even injective, whichever the shape of nonlinear element characteristics might be, because, in this case, several points of D_X have as an image one single point of D_Y.

If the application Ψ is bijective, it is also reversible, i.e.,

$$X(t) = \Psi^{-1}(Y(t)) = \Phi(Y(t)) , \qquad (5)$$

where

$$\Psi^{-1} = \Phi = \{\phi_1, \phi_2, \ldots, \phi_m\} \qquad (6)$$

and

$$X_k(t) = \phi_k(Y_1(t), Y_2(t), \ldots, Y_m(t)) , \quad (k=1,2,\ldots,m) \qquad (7)$$

which however does not imply that the system is bidirectional. It is admitted that the functions ϕ_k are continuous and derivable.

3. The First Order Distribution Function

The first order distribution function of the vectorial random process $X(t)$ is

$$F_X(x;t) = P\left[X(t) < x\right], \qquad (8)$$

where $\mathcal{X}=\{x_1,x_2,\ldots,x_n\}$ is a point of the n-dimensional space $\mathbb{R}^n$. This function of distribution may also be defined as an application

$$F_X : \mathbb{R}^n \to \mathbb{R} . \tag{9}$$

Between the distribution function $F_X(\mathcal{X};t)$ and the density of first order distribution $f_X(\mathcal{X};t)$ the following relation can be established

$$F_X(\mathcal{X};t) = \int_{-\infty}^{x_1} \ldots \int_{-\infty}^{x_n} f_X(x_1,x_2,\ldots,x_n;t)\,dx_1\,dx_2\ldots dx_n . \tag{10}$$

If $F_X(\ ;t)$ is continuous and derivable with respect to each of the arguments x_i, then

$$f_X(\mathcal{X};t) = \frac{\partial^n F_X(x_1,x_2,\ldots,x_n;t)}{\partial x_1 \partial x_2 \ldots \partial x_n} , \tag{11}$$

As the signals from the n inputs of the system are, generally, independent, this means that

$$f_X(\mathcal{X};t) = f_{X_1}(x_1;t).f_{X_2}(x_2;t)\ldots f_{X_n}(x_n;t) \tag{12}$$

and

$$F_X(\mathcal{X};t) = F_{X_1}(x_1;t).F_{X_2}(x_2;t)\ldots F_{X_n}(x_n;t), \tag{13}$$

where $f_{X_i}(x_i;t)$ represents the distribution density of first order, respectively $F_{X_i}(x_i;t)$ is the distribution function of prime order of the random signal (process) $X_i(x_i;t)$ $(i=1,2,\ldots,n)$.

In the same way we can express the distribution function and the distribution density of prime order for the output vectorial random process $Y(t)$:

$$F(\mathcal{Y};t) = P\left[Y(t) < \mathcal{Y}\right] , \tag{14}$$

$$F(\mathcal{Y};t) = \int_{-\infty}^{y_1} \ldots \int_{-\infty}^{y_m} f_Y(y_1,y_2,\ldots,y_m;t)\,dy_1 dy_2 \ldots dy_m , \tag{15}$$

$$f_Y(\mathcal{Y};t) = \frac{\partial^m F_Y(y_1,y_2,\ldots,y_m;t)}{\partial y_1 \partial y_2 \ldots \partial y_m} , \tag{16}$$

where

$$y_j = \psi_j(x_1,x_2,\ldots,x_m), \qquad (j=1,2,\ldots,m). \tag{17}$$

As an application we have

$$F_Y : \mathbb{R}^m \to \mathbb{R} . \tag{18}$$

As F_X and F_Y are non-decreasing functions, this means that $f_X \geq 0$ and $f_Y \geq 0$.

The main problem from the theoretical point of view is the following: the distribution density (law) of the input vectorial random process, $f_X(\mathcal{X};t)$, as well as the vectorial application, Ψ, being known, the distribution density (law) $f_Y(\mathcal{Y};t)$ of the output aleatory process should be determined. Consequently the entrance-exit connection of the prime order distribution should be expressed by means of Ψ. It is obvious that due to the nonlinearity of the system, the transfer of the random signals from the entrance to the output involves a modification of the distribution law.

On the basis of Eq.(5) we may write

$$P\left[\mathcal{X}(t) \in D_X\right] = P\left[\mathcal{Y}(t) \in D_Y\right], \tag{19}$$

which does not involve the biunivocal correspondence (one to one) between the points of the domain $D_X \subset \mathbb{R}^n$ and those of the co domain $D_Y \subset \mathbb{R}^m$.

However, to solve the problem deserибed above, the vectorial aplication Ψ needs to be bijective (bi-univocal). This condition can be satisfied if some artifices are applied in the analysis. V.S.Pugacev [8] uses the impulse function δ. We consider the following conception:

If the characteristics of the nonlinear elements are nonmultiform but $n \neq m$ $(m < n)$, then Ψ may become bijective in the following manner:

(a) The number of output signals is increased to n, so that

$$\begin{aligned}
&Y_1(t) = \Psi_1(X_1(t), X_2(t), \ldots, X_n(t)) \\
&\text{----------} \\
&Y_m(t) = \Psi_m(X_1(t), X_2(t), \ldots, X_n(t)) \\
&\text{----------} \\
&Y_n(t) = \Psi_n(X_n(t)) = X_n(t)
\end{aligned} \tag{21}$$

(b) The number of input signals is reduced to m ; to achieve this, a number of n-m signals must have conditional values.

Both procedures lead to the same result concerning the calculation of the distribution density of the vectorial aleatory output process.

If one or more of the nonlinear elements of the system have a multiform characteristic, or discontinuous points, then the

condition of bi-univocity (one-to-one correspondence between input and output) is satisfied by separately considering the areas in which these characteristics are non-multiform.

If there is a bi-univocity corespondence, Eq.(21) will take the form

$$P[X(t)<x]=P[Y(t)<y], \tag{22}$$

where and are n-dimensional vectors in mentioned situation a)

$$y_i=\psi_i(x_1,x_2,\dots,x_n), \quad (i=1,2,\dots,n)$$

$$x_i=\phi_i(y_1,y_2,\dots,y_n), \tag{23,a}$$

and they are m-dimensional vectors in mentioned situation b)

$$y_j=\psi_j(x_1,x_2,\dots,x_m;x_{m+1},\dots,x_n), \quad (j=1,2,\dots,m)$$

$$x_j=\psi_j(y_1,y_2,\dots,y_m;x_{m+1},\dots,x_n). \tag{23,b}$$

Taking into account relations (8),(1o),(14) and having $m<n$, in both situations Eq.(22) is written as:

$$F_Y(y_1,\dots,y_m;t)=\underbrace{\int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty}}_{n-m \text{ times}}\int_{-\infty}^{x_m=\phi_m(y)}\cdots\int_{-\infty}^{x_1=\phi_1(y)}f_X(x_1,x_2,\dots,x_n;t)dx_1dx_2\dots dx_n. \tag{24}$$

In accororddance with Eq.(23,a), from (24) results

$$F_Y(y_1,\dots,y_m;t)=\int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{y_m}\cdots\int_{-\infty}^{y_1}f_X(\phi_1,\dots,\phi_n;t)\left|J_\phi^{(n)}\right|dy_1\dots dy_n, \tag{25,a}$$

respectively, in accordance with Eq.(23,b) we obtain

$$F_Y(y_1,\dots,y_m;t)= \tag{25,b}$$

$$=\int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{y_m}\cdots\int_{-\infty}^{y_1}f_X(\phi_1,\dots,\phi_m;x_{m+1},\dots,x_n;t)\left|J_\phi^{(m)}\right|dy_1\dots dy_m dx_{m+1}\dots dx_n,$$

where

$$J_\phi^{(n)}=\begin{vmatrix}\frac{\partial\phi_1}{\partial y_1} & \cdots & \frac{\partial\phi_1}{\partial y_n}\\ \vdots & & \\ \frac{\partial\phi_n}{\partial y_1} & & \frac{\partial\phi_n}{\partial y_n}\end{vmatrix} \tag{26}$$

and, similary $J_\phi^{(m)}$, is Jacobi's determinant of the transformation.

In the case of linear systems this determinant (which in Eq. (26) is taken in module) is a constant, and dependent on the variables $y_1,y_2,\dots$ in the case of nonlinear systems

Taking into account Eq.(16), from Eq.(25) we obtain the

density of distribution of the output vectorial aleatory process

$$f_Y(\mathcal{Y};t) = \int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty} f_X(\phi_1,\ldots,\phi_n;t)\left|J_\phi^{(n)}\right| dy_{m+1}\cdots dy_n , \qquad (27,a)$$

respectively

$$f_Y(\ ;t) = \int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty} f_X(\phi_1,\ldots,\phi_m;x_{m+1},\ldots,x_n;t)\left|J_\phi^{(m)}\right| dx_{m+1}\cdots dx_n . \qquad (27,b)$$

For $m = n$ results

$$f_Y(\mathcal{Y};t) = f_X(\phi_1(\mathcal{Y}),\ldots,\phi_n(\mathcal{Y});t)\left|J_\phi^{(n)}\right| . \qquad (28)$$

If only a single random process from one of outputs is of interest, we have to consider m=1. In this case $F_{Y_1}(y_1;t)$ is calculated as a marginal distribution function, and Eq.(27,a) respectively Eq.(27,b) take the form

$$f_{Y_1}(y_1;t) = \int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty} f_X(\phi_1,\ldots,\phi_n;t)\left|J_\phi^{(n)}\right| dy_2\cdots dy_n \qquad (29,a)$$

$$f_{Y_1}(y_1;t) = \int_{-\infty}^{\infty}\cdots\int_{-\infty}^{\infty} f_X(\phi_1,\ldots,\phi_m;x_{m+1},\ldots,x_n;t)\left|J_\phi^{(m)}\right| dx_{m+1}\cdots dx_n dy_2\cdots dy_m . \qquad (29,b)$$

The prime order distribution densities are of interest in the calculation of the average value and of other statistical parameters [6] ... [8].

4. The Second Order Distribution Function

The above considerations concerning the prime order distributions can also be extended to the second order distributions.

The second order distribution function of the vectorial random process is

$$F_X(\mathcal{X}_1,\mathcal{X}_2;t_1,t_2) = P\left[\mathbf{X}(t_1)<\mathcal{X}_1, \mathbf{X}(t_2)<\mathcal{X}_2\right] , \qquad (30)$$

where $\mathcal{X}_1 = x_{11},x_{21},\ldots,x_{n1}$ and $\mathcal{X}_2 = x_{12},x_{22},\ldots,x_{n2}$ are given values of the random vector $\mathbf{X}(t)$, for $t = t_1$ and $t = t_2$.

The second order distribution density is

$$f_X(\mathcal{X}_1,\mathcal{X}_2;t_1,t_2) = \frac{\partial^{2n}F_X(x_{11},x_{21},\ldots,x_{n1},x_{12},x_{22},\ldots,x_{n2};t_1,t_2)}{\partial x_{11}\,\partial x_{21}\cdots\partial x_{n1}\,\partial x_{12}\,\partial x_{22}\cdots\partial x_{n2}} . \qquad (31)$$

These two functions have the same form for the output vectorial random process, $\mathbf{Y}(t)$, too. For $m = n$ we obtain

$$f_Y(\mathcal{Y}_1,\mathcal{Y}_2;t_1,t_2) = f_X(\Phi(\mathcal{X}_1),\Phi(\mathcal{X}_2);t_1,t_2))\left|J_\phi^{(2m)}\right| , \qquad (32)$$

The second order distribution densities are of interest in the calculation of correlation functions, dispersion etc. [6]...[1

5. Calculation Exemple.

A nonlinear system, having the block diagram represented in Fig.2, is considered, in which m=1, n=2 and

$$Y = aX_1 + bX_2^3. \qquad (a,b \in \mathbb{R}_+) \qquad (33)$$

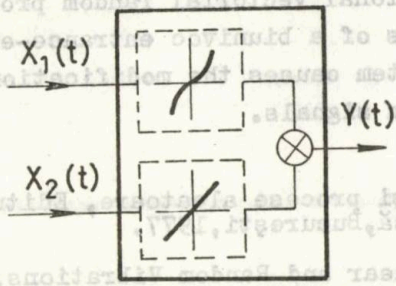


Fig.2 Block diagram of nonlinear system

The random processes $X_1(t)$ and $X_2(t)$ acting at the two entrances of the system are independent and have a normal distribution at every moment (stationary random processes)

$$f_X(\mathbf{x};t) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2} \exp \left[-\frac{(x_1-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2} - \frac{(x_2-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2} \right], \qquad (34)$$

where μ and σ are the average value, respectively the dispersion.

The distribution density $f_Y(y;t)$ of the output random process $Y(t)$ is obtained from Eq.(29,a) respectively Eq.(29,b).

In case (a) mentoned above we have

$$Y_1 = aX_1 + bX_2^3, \quad Y_2 = bX_2^3, \quad (Y_1 = Y) \qquad (35)$$

and

$$X_1 = \frac{1}{a}(Y_1 - Y_2), \quad X_2 = \sqrt[3]{Y_2/b}. \qquad (36)$$

From Eq.(29,a) results

$$f_{Y_1}(y_1;t) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp -\left[\frac{(\frac{1}{a}(y_1-y_2)-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2} - \frac{(\sqrt[3]{y_2/b}-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2} \right] \left| \frac{1}{3a\sqrt[3]{by_2^2}} \right| dy_2 =$$

$$= \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[-\frac{(\frac{1}{a}(y_1-bz^3)-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2} - \frac{z-\mu_2}{2\sigma_2^2} \right] \frac{1}{a}\, dz. \qquad (37,a)$$

In case (b), from Eq.(29,b) we obtain

$$f_{Y_1}(y_1;t) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[-\frac{(\frac{1}{a}(y_1-y_2)-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2} - \frac{(x_2-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2} \right] \frac{1}{a}\, dx_2 =$$

$$= \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2}\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(\frac{1}{a}(y_1-bx_2^3)-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2} - \frac{(x_2-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2}\right]\frac{1}{a}\,dx_2. \quad (37,b)$$

It has to be noticed that both results (37,a) and (37,b) are the same.

6. Conclusions.

The calculations of the prime and second order distribution densities of the m-dimensional vectorial random process obtained at the output of a system depending on the distribution densities of the same order of the n-dimensional vectorial random process can be made only in the conditions of a biunivoc entrance-exit correspondence. The nonlinear system causes the modification of the distribution law of the random signals.

BIBLIOGRAPHY

1. Onicescu O., Probabilităţi şi procese aleatoare, Editura ştiinţifică şi enciclopedică, Bucureşti, 1977.

2. Dincă F., Teodosiu C., Nonlinear and Random Vibrations, Bucureşti, New York, Editura Academiei RSR, Academic Press, 1973.

3. Gârlaşu St., Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice, Scrisul Românesc, Craiova, 1978.

4. Rozanov Y., Processus Aléatoires, Éditions MIR - Moscou, 1975

5. Bogoevici N., Simion M., Puia I., Kovacs A., Unele observaţii asupra distribuţiei semnalelor aleatoare transmise prin sisteme neliniare, Lucrări tehnice şi ştiinţifice ale Institutului de subingineri din Reşiţa, 1976, p.138-141.

6. Papoulis A., Probability, Random Variables and Stochastic Processes, Mc.Graw-Hill, New York, 1965.

7. Pervozvanskii A.A., Sluciainîi proţesî v nelineinîh avtomaticeskih sistemah, Moskva, 1962.

8. Pugacev S.V., Teoriia sluciainîh funkţii, Fizmatgiz, Moskva, 1960.

Primită la redacţie la 10 martie 1982.

ASUPRA TRANSFERULUI SEMNALELOR ALEATOARE MULTIDIMENSIONALE PRIN SISTEME NELINIARE STATICE

Rezumat

In lucrare se consideră un sistem neliniar, static şi fără bucle de reacţie, la intrarea căruia acţionează un semnal aleator n-dimensional, care provoacă la ieşire un semnal aleator m-dimensional. Pentru acest caz general se analizează posibilităţile de calcul ale funcţiilor de repartiţie şi densităţilor de repartiţie de primul şi de al doilea ordin.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

CALCULUL CURENTILOR DE SCURTCIRCUIT IN CAZUL A DOUA SCURTCIRCUITE MONOFAZATE LA LINII DE MEDIE TENSIUNE CU NULUL TRATAT PRIN REZISTOR

Toader D.

1. Generalităţi

Studiul defectelor simultane necesită determinarea componentelor simetrice ale tensiunilor şi curenţilor la toate locurile de defect. Deoarece fiecare defect influenţează şi celelalte defecte nu se pot trata independent defectele simultane [1],[2],[3]. In practică un interes mai mare îl prezintă defectele duble. In studiul acestor defecte se consideră că ele apar simultan. Problema calculului curenţilor de scurtcircuit în cazul a două scurtcircuite monofazate la linii de medie tensiune cu nulul tratat prin rezistor a apărut ca actuală deoarece şi la noi în ţară s-a trecut la acest mod de tratare a nulului. In lucrare se prezintă o metodă analitică de studiu a acestor defecte şi se compară rezultatele obţinute prin calcul cu cele obţinute din măsurări în reţea. Metoda analitică este adaptată de la reţele cu nulul pus direct la pământ la reţele cu nulul tratat prin rezistor.

2. Relaţii de calcul

In fig.1 se prezintă schema electrică a sistemului de medie tensiune cu cele două defecte (scurtcircuite monofazate) în punctele A şi B [4].

Caracteristicile elementelor schemei sînt:

- reactanţa de secvenţă directă şi inversă a transformatorului de putere: $X_{1TR} = X_{2TR} = 1{,}76\ \Omega$;
- impedanţele de secvenţă ale transformatorului de servicii interne (T.S.I)

$$\underline{Z}_{1TSI} = \underline{Z}_{2TSI} = (21{,}6 + j\ 88{,}5)\ \Omega ;$$

$$\underline{Z}_{oTSI} = (8 + j\ 28{,}5)\ \Omega ;$$

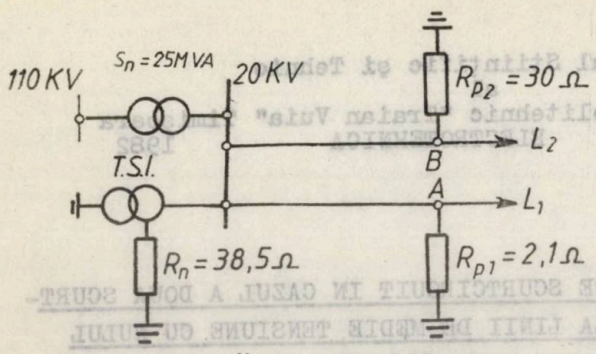


Fig.1. Schemă de principiu

- impedanţele de secvenţă ale liniei L_1:

$\underline{Z}_{1L_1} = \underline{Z}_{2L_1} = (2,56+j1,57)\ \Omega$;

$\underline{Z}_{oL_1} = (2,78+j4,5)\ \Omega$

- impedanţele de secvenţă ale liniei L_2:

$\underline{Z}_{1L_2} = \underline{Z}_{2L_2} = (1,52+jo,94)\ \Omega$;

$\underline{Z}_{oL_2} = (1,7+j2,82)\ \Omega$;

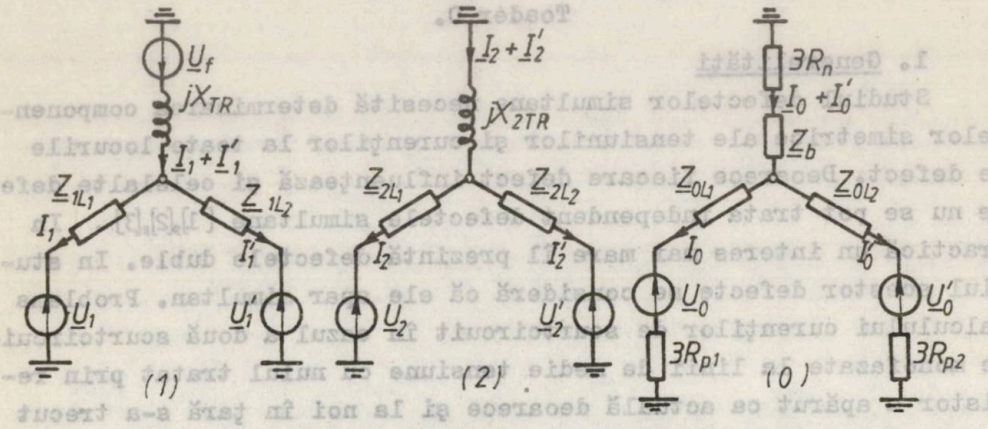


Fig.2. Schemele de secvenţă

In fig.2 sînt prezentate schemele de secvenţă pentru cele două scurtcircuite simultane.

Condiţiile care sînt satisfăcute de componentele de secvenţă pentru cele două scurtcircuite monofazate sînt [2] :

- scurtcircuit R-N (punctul A)

$$\underline{I}_S = 0\ ;\quad \underline{I}_o + a^2\underline{I}_1 + a\underline{I}_2 = 0 \qquad (1)$$

$$\underline{I}_T = 0\ ;\quad \underline{I}_o + a\underline{I}_1 + a^2\underline{I}_2 = 0 \qquad (2)$$

Pentru ca relaţiile (1) şi (2) să fie satisfăcute simultan este necesar ca cei trei curenţi de secvenţă să fie egali $\underline{I}_1 = \underline{I}_2 = \underline{I}_o$.

Curentul la locul de defect (A) este:

$$\underline{I}_R = 3\,\underline{I}_1 \qquad (3)$$

Relaţia de legătură între tensiunile de secvenţă la locul de defect este:

$$\underline{U}_o + \underline{U}_1 + \underline{U}_2 = R_{p1}\cdot\underline{I}_R = 3R_{p1}\cdot\underline{I}_1\ ; \qquad (4)$$

- scurtcircuit S-N (punctul B)

$$\underline{I}'_R = 0 \; ; \quad \underline{I}'_o + \underline{I}'_1 + \underline{I}'_2 = 0 \tag{5}$$

$$\underline{I}'_T = 0 \; ; \quad \underline{I}'_o + a\underline{I}'_1 + a^2\underline{I}'_2 = 0 \tag{6}$$

Satisfacerea simultană a relaţiilor (5) şi (6) implică relaţiile:

$$\underline{I}'_o = a^2\underline{I}'_1 \; ; \quad \underline{I}'_2 = a\,\underline{I}'_1 \tag{7}$$

Curentul la locul de defect (B) este:

$$\underline{I}'_S = 3a^2\underline{I}'_1 \tag{8}$$

Relaţia de legătură între tensiunile de secvenţă la locul de defect (B) este:

$$\underline{U}'_o + a\underline{U}'_1 + a^2\underline{U}'_2 = R_{p2}\cdot\underline{I}'_S = 3a^2\cdot R_{p2}\cdot\underline{I}'_1 \tag{9}$$

Din condiţiile impuse la cele două puncte de defect se obţin şase relaţii de legătură între necunoscute. In total avem douăsprezece mărimi necunoscute (cîte şase la fiecare loc de defect), deci pentru determinarea univocă a acestora mai sînt necesare încă şase ecuaţii. Aceste ecuaţii se obţin scriind teorema a doua a lui Kirchhoff în cele trei scheme de secvenţă (fig.2). Aceste ecuaţii sînt:

$$\begin{aligned}
\underline{U}_f &= (\underline{Z}_{1L_1} + jX_{1TR})\cdot\underline{I}_1 + j\,X_{1TR}\cdot\underline{I}'_1 + \underline{U}_1 \\
\underline{U}_f &= jX_{1TR}\cdot\underline{I}_1 + (\underline{Z}_{1L_2} + jX_{1TR})\underline{I}'_1 + \underline{U}'_1 \\
0 &= (\underline{Z}_{2L_1} + jX_{2TR})\underline{I}_2 + jX_{2TR}\cdot\underline{I}'_2 + \underline{U}_2 \\
0 &= jX_{2TR}\cdot\underline{I}'_2 + \underline{Z}_{2L_2} + jX_{2TR}\cdot\underline{I}'_2 + \underline{U}'_2 \\
0 &= (\underline{Z}_{oL_1} + 3R_n + \underline{Z}_{oTS1} + 3R_{p1})\underline{I}_o + (\underline{Z}_{oTS1} + 3R_n)\underline{I}'_o + \underline{U}_o \\
0 &= (\underline{Z}_{oTS1} + 3R_n)\underline{I}_o + (\underline{Z}_{oTS1} + 3R_{p2} + \underline{Z}_{oL2})\underline{I}'_o + \underline{U}'_o
\end{aligned} \tag{10}$$

Avîndu-se în vedere relaţiile (4),(9) şi (1o) se pot obţine ecuaţiile:

$$\begin{aligned}
\underline{U}_f &= \underline{I}_1(jX_{1TR} + \underline{Z}_{1L1} + 3R_{p1} + jX_{2TR} + \underline{Z}_{2L1} + \underline{Z}_{oTS1} + 3R_n + \underline{Z}_{oL1}) + \\
&\quad + \underline{I}'_1\left[jX_{1TR} + ajX_{2TR} + a^2(\underline{Z}_{oTS1} + 3R_n)\right]; \\
\underline{U}_f &= \underline{I}_1\left[jX_{1TR} + a^2jX_{2TR} + a(\underline{Z}_{oTS1} + 3R_n)\right] + \\
&\quad + \underline{I}'_1(jX_{1TR} + \underline{Z}_{1L2} + jX_{2TR} + \underline{Z}_{2L2} + \underline{Z}_{oTS1} + \underline{Z}_{oL_2} + 3R_n + 3R_{o2});
\end{aligned} \tag{11}$$

Avînd în vedere faptul că $X_{1TR}=X_{2TR}$; $\underline{Z}_{1L1}=\underline{Z}_{2L1}$ şi $\underline{Z}_{1L2}=\underline{Z}_{2L2}$, şi

notîndu-se coeficienţii curenţilor I_1 şi I_1' din ecuaţiile (11) în felul următor

$$\underline{k}=2(\underline{Z}_{1L1}+jX_{1TR})+\underline{Z}_{oL1}+\underline{Z}_{oTS1}+3R_n+3R_p \; ;$$

$$\underline{m}=a^2(\underline{Z}_{oTS1}+3R_n-jX_{1TR}); \quad \underline{n}=a(\underline{Z}_{oTS1}+3R_n-jX_{1TR}); \qquad (12)$$

$$\underline{\ell}=2(\underline{Z}_{1L2}+jX_{1TR})+\underline{Z}_{oL2}+\underline{Z}_{oTS1}+3R_n+3R_{p1} \; ;$$

ecuaţiile (11) devin:

$$\underline{U}_f=\underline{k}\cdot\underline{I}_1+\underline{m}\cdot\underline{I}_1' \; ; \quad \underline{U}_f=\underline{n}\cdot\underline{I}_1+\underline{\ell}\cdot\underline{I}_1' \qquad (13)$$

Din ecuaţiile (13) pentru curenţii I_1 şi I_1' se obţin expresiile:

$$\underline{I}_1=\frac{\underline{U}_f(\underline{l}-\underline{m})}{\underline{k}\cdot\underline{l}-\underline{m}\cdot\underline{n}} \; ; \quad \underline{I}_1'=\frac{\underline{U}_f(\underline{k}-\underline{n})}{\underline{k}\cdot\underline{l}-\underline{m}\cdot\underline{n}} \; ; \qquad (14)$$

Din relaţiile (3),(8) şi (14) pentru curenţii la locurile de defect se obţin expresiile:

$$\underline{I}_R=\frac{3\underline{U}_f(\underline{l}-\underline{m})}{\underline{k}\cdot\underline{l}-\underline{m}\cdot\underline{n}} \; ; \quad \underline{I}_S'=\frac{3a2\underline{U}_f(\underline{k}-\underline{n})}{\underline{k}\cdot\underline{l}-\underline{m}\cdot\underline{n}} \; ; \qquad (15\text{-}16)$$

Inlocuindu-se valorile parametrilor pentru schema prezentată în fig.1, curenţii la locul de defect devin [4] :

$$\underline{I}_R = 693.e^{j22,54^o} \text{ A} \; ; \quad \underline{I}_S' = 525.e^{-j143,2^o} \text{ A} \; ;$$

Curentul prin rezistorul R_n este:

$$\underline{I}_N = \underline{I}_R + \underline{I}_S' = 226.e^{-j12,66^o} \text{ A} \; ;$$

Ca mărime de referinţă pentru reprezentarea mărimilor în planul complex s-a ales tensiunea omopolară.

Tensiunile de fază pe barele staţiei de transformare obţin valorile:

$$\underline{U}_R=3585.e^{j46^o}\text{V}; \; \underline{U}_S=16.676.e^{j139,5^o}\text{V}; \; \underline{U}_T=2o.o,81.e^{j158,4^o}\text{V};$$

Tensiunea omopolară pe barele staţiei de transformare devine:

$$\underline{U}_o = 9.533.\text{V}.$$

Pentru a se verifica rezultatele obţinute prin calcul s-au efectuat măsurători în sistemul energetic real obţinîndu-se următoarele valori pentru curenţi:

$$I_R = 76o\ e^{j21^o}\text{A} \; ; \; I_S' = 55o\ e^{-148^o}\text{A} \; ; \; I_N = 25o\ e^{-j13^o} \text{ A} \; ;$$

Se constată că abaterile de defazaje sînt de maxim 7,5%, iar diferenţa între valorile efective ale curenţilor obţinute prin calcul

şi cele determinate prin măsurători este de maxim 1o,3%.

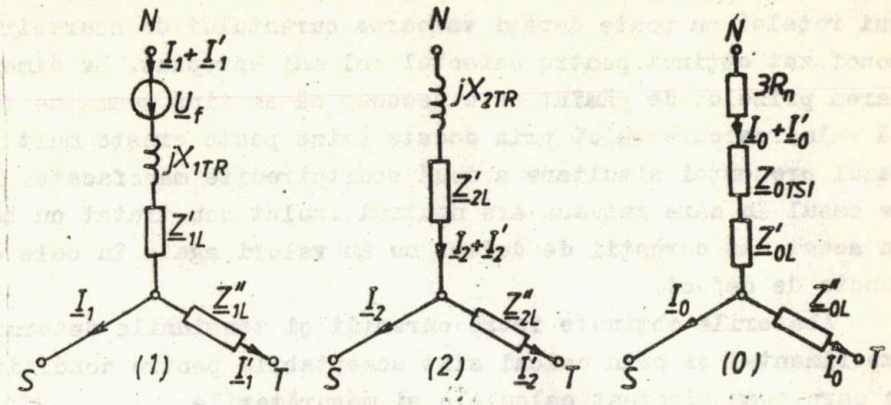


Fig.3. Schemele de secvenţă

Dacă defectele simultane sînt pe aceeaşi linie relaţiile de calcul ale curenţilor de secvenţă directă sînt cele prezentate în relaţiile (14), dar coeficienţii $\underline{k}$, $\underline{l}$, $\underline{m}$ şi $\underline{n}$ se modifică. Pentru acest caz schemele de secvenţă devin (fig.3).

In aceste scheme parametrii Z'_L şi Z''_L au următoarea semnificaţie:

Z'_L - impedanţa liniei cu defect, de la defectul cel mai apropiat pînă la staţia de transformare;

Z''_L - impedanţa liniei între cele două puncte de defect.

Avîndu-se în vedere modificările din schemele de secvenţă relaţiile (12) devin:

$$\underline{k} = 2(\underline{Z}'_{1L} + jX_{1TR}) + \underline{Z}_{0TSI} + 3R_n + \underline{Z}'_{0L} + 3R_{p1} ;$$

$$\underline{m} = jX_{1TR} + a(\underline{Z}''_{2L} + jX_{1TR}) + a^2(3R_n + \underline{Z}_{0TSI}) ; \qquad (17)$$

$$\underline{n} = jX_{1TR} + a^2(\underline{Z}''_{2L} + jX_{1TR}) + a(3R_n + \underline{Z}_{0TSI}) ;$$

$$\underline{l} = 2(\underline{Z}'_{1L} + \underline{Z}''_{1L} + jX_{1TR}) + \underline{Z}''_{0L} + \underline{Z}_{0TSI} + 3R_n + 3R_{p2} ;$$

Pentru calculul efectiv al curenţilor de defect în acest caz se procedează la fel ca în cazul defectelor simultane pe linii diferite.

Concluzii

Din cele prezentate rezultă că în cazul reţelelor de medie tensiune cu neutrul tratat prin rezistor o importanţă mare asupra valorii curentului de defect o au prizele de pămînt la cele două puncte de defect. De asemenea valoarea curentului în cazul a două scurtcircuite monofazate poate atinge valori mari, deci tensiunile

de atingere şi de pas pot depăşi normele în vigoare. Valoarea curentului care se închide prin rezistorul de tratare a neutrului reţelei nu poate depăşi valoarea curentului de scurtcircuit monofazat obţinut pentru defectul cel mai apropiat. La dimensionarea prizelor de pămînt este necesar să se ţină seama de faptul că valoarea curentului prin aceste prize poate creşte mult în cazul prezenţei simultane a două scurtcircuite monofazate. Faţă de cazul în care reţeaua are neutrul izolat sau tratat cu bobină în acest caz curenţii de defect nu au valori egale în cele două puncte de defect.

Abaterile obţinute între curenţii şi tensiunile determinate experimental şi prin calcul sînt acceptabile pentru condiţiile în care s-au efectuat calculele şi măsurătorile.

In calculul curenţilor de scurtcircuit monofazat s-au neglijat elementele transversale ale reţelei. Pentru o reţea dezvoltată aceasta poate duce la erori relativ mari, de aceea nu întotdeauna se pot neglija elementele transversale.

BIBLIOGRAFIE

1. Ulianov S.A., Regimuri tranzitorii ale sistemelor electrice, Editura tehnică, Bucureşti, 1967.

2. Clarke E., Analiza circuitelor sistemelor electroenergetice, Editura tehnică, Bucureşti, 1973.

3. Cermin A.B., Scurtcircuite în cazul regimurilor cu număr incomplet de faze ale sistemelor electrice, Editura tehnică, Bucureşti, 1956.

4. Sora C., Toader D., şi alţii, Protocol la cpntractul de cercetare ştiinţifică nr.1/8.01.1981 încheiat între I.P.T.V.Timişoara şi C.I.R.E. Bucureşti.
Primită la redacţie la 26 martie 1982.

DIE BERECHNUNG DER KURZSCHLUSSTRÖME IN DREHSTROM LEITUNGEN MITTLERER SPANNUNG MIT DOPPELTEM EINPHASEN KURZSCHLUSS IN ANWESENHEIT VON STROMBEGRENZUMGSWIDERSTÄNDEN IM NULLEITER

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird eine Methode zur Untersuchung von doppeltem Einphasen-Kurzschlüssen in Drehstrom leitungen mittlerer Spannung vorgschlagen. Für die auftretenden Kurzschlussströme werden annalytische Ausdrücke abgeleitet. Die Rechengrössen der Kurzschlussströme werden mit experimentelle erhaltenen Messgrösen verglichen. Die Messungen wurden in einem Drehstromnetz mittlerer Spannung unter realen Bechingugen ausgefühst.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

TEOREMA DE ECHIVALENTA A CIMPULUI MAGNETIC

Fetiţă I.[*)]

1. Teorema

La utilizarea potenţialului vector, $\bar{A}$, în rezolvarea unei probleme de cîmp magnetic plan-paralel, ($\bar{A} = A\bar{k}$), condiţiile de frontieră sînt în cele mai multe cazuri de tip Neumann, eventual omogene, şi rareori de tip Dirichlet. Există o condiţie Dirichlet specială care poate apare în practica analizei cîmpului şi anume

$$A(x,y,z_o) = \text{const.} \qquad (1.1)$$

z_o definind un plan al cîmpului.

Observînd că pentru cîmpul plan-paralel inducţia magnetică derivă din $\bar{A}$ sub forma [1]

$$\bar{B} = \frac{\partial A}{\partial y}\bar{I} - \frac{\partial A}{\partial x}\bar{J} = \text{grad } A \times \bar{k} \quad , \qquad (1.2)$$

rezultă că

$$(\bar{B}.\text{grad } A) = (\text{grad } A \times \bar{k}).\text{grad } A = 0 \quad , \qquad (1.3)$$

adică linia de cîmp magnetic satisface automat condiţia (1.1).

In studiul cîmpului magnetic se întîlnesc deseori probleme cu domeniul nelimitat, situaţii care, la o analiză numerică, necesită rezolvarea unor sisteme de ecuaţii diferenţiale sau algebrice, cu un număr infinit de necunoscute. O problemă cu un astfel de domeniu devine uşor solubilă, dacă se cere repartiţia cîmpului doar într-un subdomeniu cuprins în interiorul unei linii de cîmp cunoscute, ţinînd seama de următoarea teoremă [2] :

Dacă într-un domeniu S al cîmpului magnetic plan-paralel, se cunoaşte o linie de cîmp, Γ_B, care înlănţuie un subdomeniu Ω, (fig.1), cîmpul magnetic din Ω este acelaşi cu cel dintr-un subdomeniu identic al unui sistem care mai conţine o foiţă supraconductoare cilindrică parcursă de o pînză de curent distribuită

[*)] Universitate - Fac.de Electrotehnică
Drumul Lăpuşului nr.5
1100 Craiova - România

normal pe S, cu urma Γ_B, egală cu t.m.m. cu semn schimbat corespunzătoare curbei Γ_B.

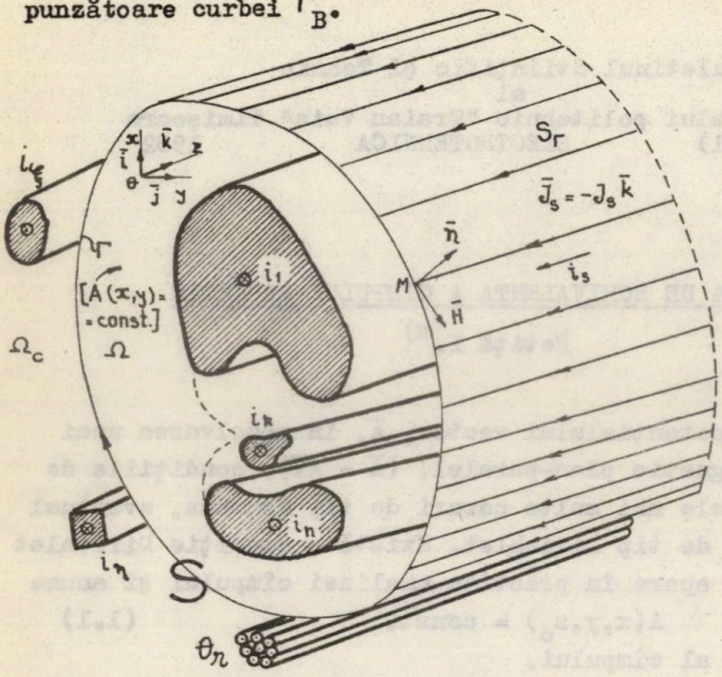


Fig.1. Domeniu al cîmpului magnetic plan-paralel

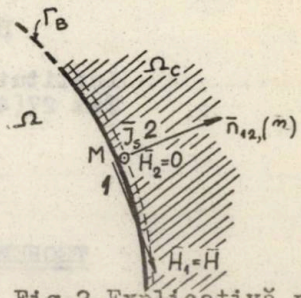


Fig.2. Explicativă privind densitatea superficială de curent

Teorema se demonstrează simplu. Se consideră că Γ_B înlănţuie n conductoare, parcurse de curenţi cărora le corespunde pe Ω solenaţia Θ:

$$(\bar{J}.\overline{ds}) = \sum_{k=1}^{n} i_k = \Theta$$

Complementul lui Ω în S se notează cu Ω_C şi el conţine secţiunile transversale ale restului sistemului electromagnetic considerat.

Se alcătuieşte apoi un sistem electromagnetic, de „calcul", cu structura lui Ω identică cu a primului sistem, atît sub aspect fizic cît şi geometric, Ω_C fiind ocupat de un conductor perfect (conductivitatea $\sigma = \infty$).

Identitatea soluţiilor $\bar{H}(x,y,t)$ pentru cele două sisteme în Ω presupune ca $\bar{H}$ să fie acelaşi pentru perechile de puncte identice de pe cele două curbe Γ_B şi în consecinţă egalitatea tensiunilor magnetomotoare calculate pe aceste curbe.

Cum în Ω_C din sistemul al doilea (desenat suprapus cu primul în fig.1) se află conductor perfect, în acesta va apare o repartiţie strict superficială de curenţi, în interiorul lui, $\bar{H}$, $\bar{E}$, şi $\bar{J}$ avînd valori nule, adică suprafaţa cavităţii va fi o suprafaţă de cîmp[3].

Valoarea densităţii superficiale de curent este (vezi fig.2):

$$\bar{J}_s = \bar{n} \times (\bar{H}_2 - \bar{H}_1) = -\bar{n} \times \bar{H}_1 = -H_{\Gamma_B} \bar{k} \qquad (1.5)$$

$\bar{n}$ fiind normala exterioară a cavităţii.

Valoarea intensităţii curentului pe suprafaţa perfect conductoare S Γ_B, a cărei urmă în plan este Γ_B, rezultă:

$$i_S = \oint_{\Gamma_B} (\bar{H}_2 - \bar{H}_1) \cdot \overline{dl} = -\oint_{\Gamma_B} (\bar{H} \cdot \overline{dl}) = -\Theta \qquad (1.6)$$

2. Aplicaţii

Această teoremă are aplicabilitate certă în modelarea cîmpurilor magnetice ştiind că mărimea A este analogă potenţialului electric V_m măsurabil pe model [3] . Cum echipotenţializarea punctelor din model, corespunzătoare frontierei lui Ω, reprezintă o condiţie de separabilitate a modelului $\Omega_m (\Omega_m \rightleftharpoons \Omega)$ de Ω_{cm} $(\Omega_{cm} \rightleftharpoons \Omega_c)$ valoarea potenţialului $V_m \sim A_{\Gamma_B}$ nu trebuie determinat precis valoric. De altfel valoarea lui A_{Γ_B} este arbitrară, $\bar{B}$ şi $\bar{H}$ derivînd din $\bar{A}$ conform relaţiei (1.2).

Problemele în care se aplică această teoremă sînt multe. De exemplu, cînd Γ_B este o linie de simetrie în spectrul cîmpului, analiza cîmpului se poate efectua doar pentru un semiplan considerînd că prin suprafaţa plană de simetrie a sistemului apare o pînză de curent egal cu solenaţia (cu semn schimbat) corespunzătoare unui semiplan sau celuilalt.

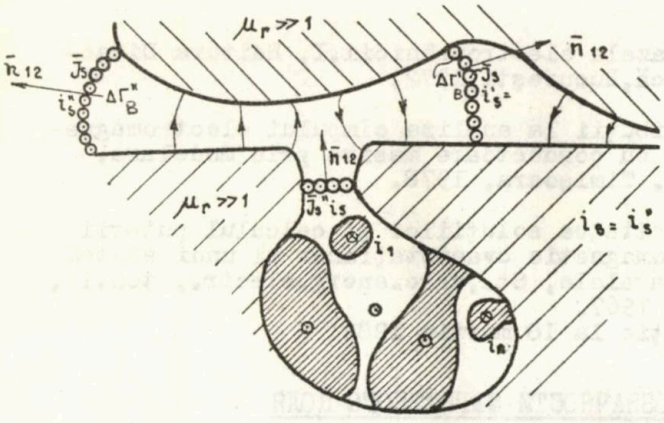


Fig.3. Explicativă privind unele aplicaţii

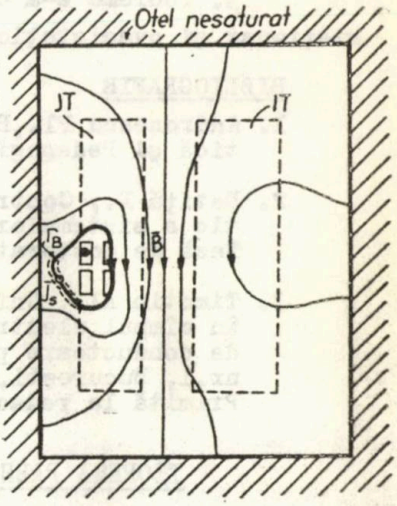


Fig.4.Model pt.aplicaţie

Sînt situaţii cînd pe porţiuni $\Delta\Gamma_B$ cunoscute, $\bar{H} \neq 0$, iar pe restul curbei Γ_B, $\bar{H} \approx 0$, adică probleme pentru care toată t.m.m. este repartizată pe segmente cunoscute, cum ar fi cazul conduc-

BUDAPESTI MUSZAKI EGY... 1848

toarelor plasate în crestături feromagnetice nesaturate,(fig.3). La astfel de probleme curenţii i_s circulă prin benzile longitudinale cu urmele $\Delta\Gamma_B$ în planul cîmpului.

Dacă se cunoaşte o linie de cîmp în bobinajul unui transformator, analiza fină a cîmpului plan paralel se poate efectua pe un model mai precis utilizînd condiţia A = const. pe noua frontieră a domeniului Ω "decupat" din S (fig.4).

3. Observaţii şi concluzii

1. Teorema arată clar valoarea curentului "colectat" din frontiera modelului în reţeaua de alimentare. Mai precis, dacă se injectează în modelul corespunzător lui Ω, curenţii i_{km}, care dau pe Γ_{Bm} solenaţia Θ_m, din frontieră se absoarbe un curent a cărui valoare este $-\Theta_m$.

2. Repartiţia, $\bar{J}_s(\bar{r})$ nu este necesară rezolvării ecuaţiei în A întrucît condiţia de frontieră admisă este de tipul (1.1). Această repartiţie se poate determina după soluţionarea problemei de cîmp din derivata normală a lui A. Intr-adevăr (1.5) cu (1.2) se poate exprima:

$$\bar{J}_s = -H_{\Gamma_B}\bar{k} = -(\bar{H}.\bar{t})_{\Gamma_B}\bar{k} = -\frac{1}{\mu}\left[(\text{grad } A \times \bar{k}).\bar{t}\right]_{\Gamma_B}\bar{k} =$$
$$= \frac{1}{\mu}(\text{grad } A.\bar{n})\Big|_{\Gamma_B}\bar{k} = \frac{1}{\mu}\frac{\partial A}{\partial n}\Big|_{\Gamma_B}\bar{k} \qquad (3.1)$$

3. Teorema s-a demonstrat pentru medii liniare în regim staţionar şi cvasistaţionar.

BIBLIOGRAFIE

1. Andronescu Pl.,Bazele electrotehnicii,I, Editura Didactică şi Pedagogică,Bucureşti,1972.

2. Fetiţă I., Contribuţii la analiza cîmpului electromagnetic a sistemelor cu conductoare masive prin modelare, Teză de doctorat, Timişoara, 1978.

3. Timotin Al., Unicitatea soluţiilor şi calculul puterii în cîmpul electromagnetic cvasistaţionar al unui sistem de conductoare paralele, St.,cerc.energ.electr., tom.17, nr.1, Bucureşti, 1967.
Primită la redacţie la 18 martie 1982.

ТЕОРЕМА РАВНОЗНАЧНОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Резюме

В работе представлена теорема равнозначности в виде плоскопараллельного магнитного поля, на подобласти двух электромагнитных систем: первая система обладает безграничной областью в плоскости поля, вторая состоит из сверхпроводящего пространства, в котором проведена бесконечно длинная плоскость.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

UNELE OBSERVATII PRIVIND EXPRESIA DE RECONSTITUIRE A SEMNALELOR PERIODICE ESANTIONATE

Tiponuţ V.

1. Introducere

Teorema eşantionării funcţiilor periodice, deşi relativ de mult introdusă în teoria comunicaţiilor [1], este încă puţin cunoscută şi uneori incorect aplicată [2]. Cu atît mai mult sînt incomplet clarificate unele aspecte privind această teoremă în cazul în care frecvenţa de eşantionare este insuficientă, încît reconstituirea se face cu erori.

Lucrarea de faţă îşi propune să aducă precizări în legătură cu semnificaţia expresiei de reconstituire a unui semnal periodic, eşantionat cu o frecvenţă mai mică decît limita impusă de teorema eşantionării.

2. Tratarea problemei în domeniul timp

Se consideră mulţimea funcţiilor semnal periodice $s_p(t)$ care satisfac condiţiile dezvoltării în serie Fourier [3] şi deci, pot fi reprezentate sub forma :

$$s_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{jk\omega_o t} \quad , \quad c_k = \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} s_p(t) e^{-jk\omega_o t}\, dt. \quad (1)$$

Prin ω_o şi T_o au fost notate pulsaţia respectiv perioada fundamentalei.

In cazul funcţiilor $s_p(t)$ de bandă limitată şi al căror spectru conţine cel mult K componente armonice, integrala ce intervine în expresia coeficienţilor c_k poate fi înlocuită cu o sumă finită [4]. Este necesar să fie satisfăcută, în acest scop, teorema eşantionării funcţiilor periodice, adică frecvenţa de eşantionare să fie suficient de ridicată încît să aibă loc inega-

litatea :

$$N \geq 2K + 1 . \qquad (2)$$

N reprezintă, mai sus, numărul de eşantioane prelevate uniform dintr-o perioadă T_o, cu pasul de eşantionare T.

Cu condiţia (2), rel.(1) devin :

$$c_k = \frac{1}{N} \sum_{n=o}^{N-1} s_p(nT) e^{-j \omega_o nT} \qquad (3)$$

$$s_p(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=-K}^{K} \sum_{n=o}^{N-1} s_p(nT) e^{-jk \omega_o (t-nT)} . \qquad (4)$$

Ne propunem să cercetăm, în continuare, ce reprezintă rel. (4) în cazul în care nu este satisfăcută condiţia (2).

Semnalul reconstituit $s_p^{*}(t)$ va fi, evident, tot o funcţie periodică, deoarece este de forma (1). Ce semnificaţie au însă coeficienţii c_k ?

Pentru a elucida acest aspect se exprimă valorile eşantioanelor $s_p(nT)$ sub forma [4]:

$$s_p(nT) = \sum_{m=o}^{N-1} \hat{c}_m e^{j \frac{2\pi}{N} mn} , \quad n=o,1,\dots,N-1 \qquad (5)$$

în care prin $\hat{c}_m$ au fost notaţi coeficienţii "alias", definiţi de expresia [4]:

$$\hat{c}_m = \sum_{r=-\infty}^{\infty} c_{m+rN} , \quad r = \dots -1,o,1,\dots \qquad (6)$$

Inmulţind acum ambii membri ai egalităţilor (5) cu $e^{-j \frac{2\pi}{N} k'n}$, $k' = \dots -1,o,1,\dots$ şi însumînd relaţiile astfel obţinute, rezultă după calcule :

$$\hat{c}_{k'} = \frac{1}{N} \sum_{n=o}^{N-1} s_p(nT) e^{-j \frac{2\pi}{N} k'n} , \quad k' = \dots -1,o,1,\dots \qquad (7)$$

Din compararea rel.(3) şi (7) rezultă că atît coeficienţii Fourier cît şi coeficienţii "alias" se calculează utilizînd aceeaşi expresie. Pe de altă parte, dacă este satisfăcută inegalitatea (2), rezultă din rel.(6) :

$$\hat{c}_m = c_m , \quad m = -K,\dots,o,\dots,K . \qquad (8)$$

In consecinţă se poate afirma că, în expresia de reconstituire (4) intervin, în general, coeficienţii "alias". Numai în

cazul satisfacerii condiţiei teoremei eşantionării, coeficienţii "alias" devin egali cu coeficienţii Fourier de acelaşi rang şi prin urmare reconstituirea funcţiei periodice se face fără erori.

3. Analiza în domeniul frecvenţă

Concluziile stabilite anterior rezultă şi pe baza analizei în domeniul frecvenţă. Se consideră , în acest scop, spectrul $S_p(\omega)$ a semnalului periodic, definit sub forma unei distribuţii [5]:

$$S_p(\omega) = \sum_{k=-K}^{K} 2\pi c_k \delta(\omega - k\omega_o). \qquad (9)$$

Prin analogie cu regimul aperiodic, spectrul $\bar{S}_p(\omega)$ al semnalului periodic eşantionat este dat de expresia [2]:

$$\bar{S}_p(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_p(\omega - n\frac{2\pi}{T}) . \qquad (10)$$

Utilizînd rel.(9) se determină expresia unei componente spectrale de rang k :

$$S_{pk}(\omega) = 2\pi c_k \cdot \delta(\omega - k\omega_o). \qquad (11)$$

Pe baza rel.(10) şi (11), se obţine pentru componenta de rang k a spectrului $\bar{S}_p(\omega)$:

$$\bar{S}_{pk}(\omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} c_{k+rN} \cdot \delta(\omega - k\omega_o) \qquad (12)$$

şi avînd în vedere rel.(6), se poate scrie :

$$\bar{S}_{pk}(\omega) = \frac{2\pi}{T} \bar{c}_k \cdot \delta(\omega - k\omega_o). \qquad (13)$$

Expresiile (11) şi (13) evidenţiază faptul că, în timp ce componentele spectrale ale semnalului continual sînt determinate de coeficienţii Fourier, în spectrul semnalului eşantionat intervin, în general, coeficienţii "alias". Dacă $N \geq 2K+1$, egalitatea (13) devine (rel.(8)) :

$$\bar{S}_{pk}(\omega) = \frac{2\pi}{T} c_k \cdot \delta(\omega - k\omega_o), \quad |k| \leq K . \qquad (14)$$

Egalitatea de mai sus evidenţiază faptul că în situaţia în care este satisfăcută teorema eşantionării, componentele $S_{pk}(\omega)$ şi $\bar{S}_{pk}(\omega)$, pentru $|k| \leq K$, vor fi aceleaşi încît reconstituirea se face fără erori.

Chestiunile prezentate mai sus oferă o a doua modalitate de a demonstra că rel.(3) reprezintă, în cazul general, valoarea coeficienţilor "alias".

Se determină, mai întîi, expresia coeficienţilor dezvoltării în serie Fourier a semnalului periodic eşantionat $\bar{s}_p(t)$, funcţie de coeficienţii "alias", Avînd în vedere că, în definitiv, şi $\bar{S}_{pk}(\omega)$ este de forma (11), se poate scrie :

$$\bar{S}_{pk}(\omega) = 2\pi\bar{c}_k \cdot \delta(\omega - k\omega_o). \qquad (15)$$

Utilizînd apoi egalitatea (13) se obţine :

$$\bar{c}_k = \frac{1}{T} \hat{c}_k. \qquad (16)$$

Pe baza expresiei coeficienţilor $\bar{c}_k$, funcţie de eşantioanele semnalului [2]:

$$\bar{c}_k = \frac{1}{NT} \sum_{n=o}^{N-1} s_p(nT) e^{-jk\omega_o nT} \qquad (17)$$

rezultă în cele din urmă din (16), rel.(7), căutată.

4. Concluzii

Reconstituirea unui semnal periodic eşantionat se face pe baza unei expresii de forma (1) în care intervin, în general, coeficienţii "alias". Dacă este satisfăcută teorema eşantionării, coeficienţii "alias" sînt egali cu coeficienţii Fourier de acelaşi rang, încît reconstituirea nu comportă erori.

BIBLIOGRAFIE

1. Linden D.A., A discussion of sampling theorems, Proc.IRE, vol.47, nr.7, iulie 1954, p.1219-1226.

2. Stearns D.S. , Digital Signal Analysis, Hayden Book Company, Inc., New-Jersey, 1975.

3. Ganea T. , Serii trigonometrice, Ed.Tehnică, Bucureşti, 1956.

4. Papoulis A. , Signal Analysis, Mc Graw-Hill, Inc., 1977.

5. Kecs W., Teodorescu P.P. , Introducere în teoria distribuţiilor cu aplicaţii în tehnică, Ed.Tehnică, Bucureşti, 1975.

Primită la redacţie la 15 martie 1982.

SOME OBSERVATIONS CONCERNING THE RECONSTRUCTION FORMULA OF SAMPLED PERIODICAL SIGNALS

Abstract

The paper deals with the sense of the reconstruction formula of a sampled periodical signal, when the sampling frequency is less than the limit given by the sampling theorem.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

INFLUENTA DIMENSIUNII ELECTROZILOR LA MASURAREA REZISTIVITATII ELECTRICE

Vetreş I.

1. Introducere

Fiind un parametru de material, rezistivitatea electrică a materialelor semiconductoare se determină indirect, măsurînd unele mărimi globale ca tensiunea electrică U şi curentul electric I. Pe baza cunoaşterii repartiţiei cîmpului electric staţionar într-un anumit dispozitiv realizat din materialul semiconductor a cărui rezistivitate interesează, se poate stabili între U, I şi rezistivitatea ρ, relaţia

$$\rho = \frac{U}{I} \cdot F \qquad (1)$$

în care factorul F depinde de forma şi dimensiunile dispozitivului, geometria electrozilor de alimentare (de curent) şi respectiv poziţia electrozilor de măsurare (de tensiune).

Deoarece calculul cîmpului reprezintă în general o problemă dificilă, în practică se folosesc anumite configuraţii la care însăşi expresia factorului F să fie relativ simplă. Una dintre acestea o constituie plăcile semiconductoare de extindere foarte mare, de grosime constantă h foarte mică, în care se stabileşte un cîmp electric plan-paralel prin intermediul a doi electrozi metalici filiformi [1] . Practic însă electrozii se aşează pe suprafaţa plăcii, apreciindu-se că se poate considera cîmp plan în placă dacă $h < 0{,}1\ s$, s fiind distanţa dintre electrozii de alimentare [2] .

Considerarea ipotezei unor contacte punctiforme sau filiforme poate reprezenta o sursă importantă de erori, motiv pentru care este necesar să se ţină seama la măsurarea rezistivităţii electrice a materialelor semiconductoare de influenţa dimensiunii finite a electrozilor metalici de alimentare. In lucrare se determină relaţia de calcul a rezistivităţii, respectiv a erorii de

măsurare, în cazul unor electrozi cilindrici.

2. Determinarea rezistivităţii electrice

Se consideră un electrod filiform de aducţie a curentului electric în placa semiconductoare plasat perpendicular pe aceasta pe toată grosimea ei, astfel încît cîmpul electrocinetic din placă să fie plan-paralel. Densitatea curentului în placă este radială, avînd aceeaşi valoare J în toate punctele suprafeţei laterale a unui cilindru drept cu raza r şi înălţimea h, astfel că intensitatea curentului continuu injectat în placă poate fi exprimată în forma

$$I = \int_S \bar{J}.\overline{ds} = J.2\pi rh \qquad (2)$$

Intensitatea cîmpului electric în placă este de asemenea radială avînd valoarea

$$E = \rho J = \frac{\rho I}{2\pi rh} \qquad (3)$$

Potenţialul electric într-un punct din placă la distanţa r de electrod are expresia

$$V = -\int \bar{E}.\overline{dr} + C = -\frac{\rho I}{2\pi h} \ln r + C \qquad (4)$$

în care C reprezintă o constantă de integrare.

O expresie analogă dar cu semn schimbat se obţine şi pentru potenţialul electric corespunzător unui electrod filiform prin care curentul iese din placă. Aplicînd principiul superpoziţiei rezultă expresia potenţialului electric corespunzător celor doi electrozi filiformi în forma

$$V = \frac{\rho I}{2\pi h} \ln \frac{r_2}{r_1} + C \qquad (5)$$

în care r_2 reprezintă distanţa de la punctul în care se determină V la electrodul prin care curentul iese din placă iar r_1 distanţa de la punct la electrodul prin care curentul intră în placă.

Din condiţia ca în planul de simetrie al celor doi electrozi ($r_1 = r_2$) potenţialul electric să fie nul ($V = 0$) rezultă pentru constanta de integrare valoarea $C = 0$.

Dacă se consideră electrozii filiformi 1 şi 2 de alimentare iar 3 şi 4 de măsurare, situaţi pe aceeaşi linie la distanţa d unul de celălalt (fig.1), atunci tensiunea măsurată între electrozii 3 şi 4 va fi

$$U = V_3 - V_4 = \frac{\rho I}{\pi h} \ln 2 \qquad (6)$$

rezultînd pentru rezistivitate expresia

$$\rho = \frac{\pi h}{\ln 2} \cdot \frac{U}{I} \qquad (7)$$

Dacă electrozii sînt situaţi în vîrfurile unui patrat cu latura d (fig.2) pentru rezistivitate rezultă expresia

$$\rho = \frac{2\pi h}{\ln 2} \cdot \frac{U}{I} \qquad (8)$$

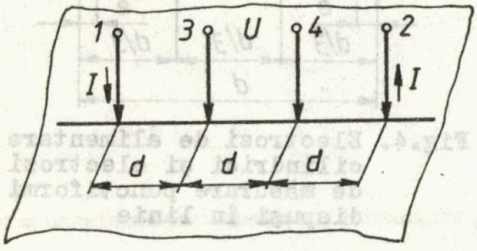


Fig.1. Electrozi în linie

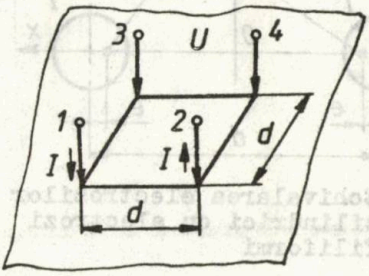


Fig.2. Electrozi în patrat

3. Influenţa dimensiunii electrozilor

Relaţiile (7) şi (8) au fost deduse în ipoteza unor electrozi de alimentare filiformi. In realitate ei au o anumită dimensiune ceea ce implică o eroare la utilizarea relaţiilor menţionate. Pentru a evalua această eroare se consideră electrozi de alimentare cilindrici cu raza a şi înălţimea h dispuşi la distanţa d, măsurată între axe.

Prin analogia cîmpului electrocinetic staţionar cu cîmpul electrostatic [4], potenţialul electric corespunzător electrozilor cilindrici poate fi calculat înlocuindu-i pe aceştia cu electrozi filiformi plasaţi excentric faţă de axa electrozilor cilindrici (fig.3), avînd excentricitatea

$$e = \frac{d}{2} - \sqrt{\frac{d^2}{4} - a^2} \qquad (9)$$

Curentul I' al electrozilor fictivi filiformi se determină din condiţia ca printr-o suprafaţă ce separă cei doi electrozi curentul să fie identic cu cel de alimentare I

$$I = h \int_{-\infty}^{+\infty} (J_x)_{x=0} \cdot dy = -\frac{h}{\rho} \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{\partial V}{\partial x}\right)_{x=0} \cdot dy$$

în care

$$V = \frac{\varrho I'}{2\pi h} \ln \frac{r_2}{r_1} = \frac{\varrho I'}{2\pi h} \ln \frac{\sqrt{(x-x_2)^2+(y-y_2)^2}}{\sqrt{(x-x_1)^2+(y-y_1)^2}}$$ rezultînd $I'=I$.

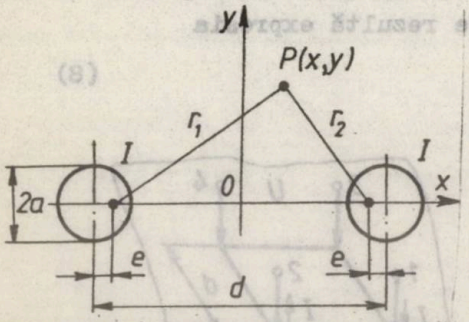


Fig.3. Echivalarea electrozilor cilindrici cu electrozi filiformi

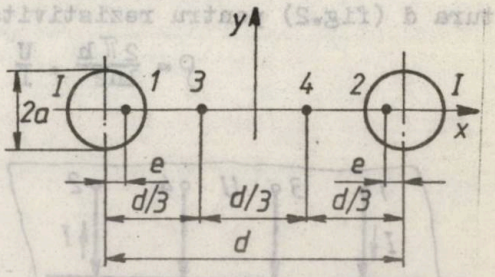


Fig.4. Electrozi de alimentare cilindrici şi electrozi de măsurare punctiformi dispuşi în linie

In cazul electrozilor dispuşi în linie (fig.4), tensiunea măsurată între electrozii 3 şi 4 are expresia

$$U = V_3 - V_4 = \frac{\varrho I}{\pi h} \ln \frac{2d-3e}{d-3e} \qquad (10)$$

Tinînd seama de relaţia (9) se obţine pentru rezistivitate expresia

$$\varrho = \frac{\pi h}{\ln \dfrac{d+3\sqrt{d^2-4a^2}}{-d+3\sqrt{d^2-4a^2}}} \cdot \frac{U}{I} \qquad (11)$$

Se observă că pentru $d >> a$ relaţia (11) devine identică cu relaţia (7) corespunzătoare electrozilor filiformi. Prin urmare cu cît distanţa dintre electrozi este mai mare cu atît eroarea datorată dimensiunilor electrozilor de alimentare este mai mică.

Eroarea relativă cu care se determină rezistivitatea electrică în cazul electrozilor cu dimensiuni finite, dacă se foloseşte relaţia (7) valabilă pentru electrozi filiformi, este

$$\varepsilon = \frac{\ln(1+3\sqrt{1-4\lambda^2})-\ln(-1+3\sqrt{1-4\lambda^2})}{\ln 2} - 1 \qquad (12)$$

în care $\lambda = a/d$. Dependenţa $\varepsilon = f(1/\lambda)$ este prezentată în figura 5 (curba 1).

In cazul unor electrozi dispuşi în vîrfurile unui patrat [3] se obţine pentru rezistivitate expresia

$$\rho = \frac{2\pi h}{\ln \dfrac{d^2 + \frac{d^2}{4}\left(1+\sqrt{1-4\frac{a^2}{d^2}}\right)^2}{d^2 + \frac{d^2}{4}\left(1-\sqrt{1-4\frac{a^2}{d^2}}\right)^2}} \cdot \frac{U}{I} \qquad (13)$$

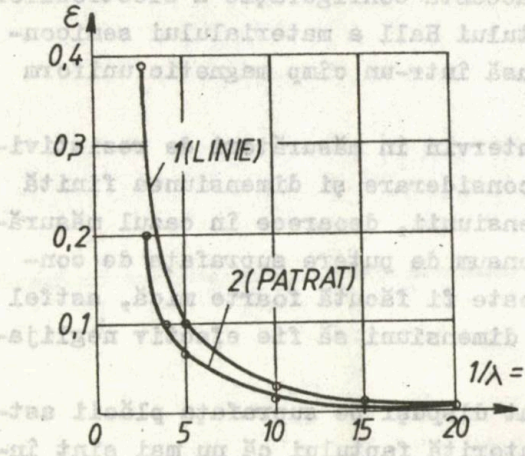


Fig.5. Eroarea relativă la electrozii în linie (curba 1) şi în pătrat (curba 2)

Se observă că pentru d >> a se obţine relaţia (8) valabilă pentru electrozi filiformi. Folosind relaţia (8) în cazul în care electrozii de alimentare sînt cilindrici se comite o eroare relativă ce depinde de raportul dintre distanţa la care sînt aşezaţi electrozii de alimentare şi raza secţiunii circulare a acestora. Expresia acestei erori [3] poate fi pusă în forma

$$\varepsilon = \left| \frac{\ln\left[1+\frac{1}{4}\left(1+\sqrt{1-4\lambda^2}\right)^2\right] - \ln\left[1+\frac{1}{4}\left(1-\sqrt{1-4\lambda^2}\right)^2\right]}{\ln 2} - 1 \right| \qquad (14)$$

Dependenţa $\varepsilon = f(1/\lambda)$ este prezentată în figura 5 (curba 2).

4. Concluzii

Determinarea expresiei rezistivităţii electrice s-a făcut pe baza repartiţiei cîmpului electrocinetic staţionar într-o placă semiconductoare de extindere foarte mare (teoretic infinită). Relaţiile obţinute pot fi folosite şi la plăci finite dacă dimensiunile lor sînt mult mai mari decît distanţa dintre electrozi. Astfel la plăci circulare cu diametrul $D \geq 10\,d$ se comite o eroare $\varepsilon < 1\%$ dacă se calculează rezistivitatea cu relaţia stabilită pentru plăci de extindere foarte mare [3].

Rezultă deci că la o placă dată se poate micşora eroarea de calcul datorită extinderii finite dacă se micşorează distanţa d dintre electrozi. In acest caz însă cresc erorile datorită dimensiunii finite a electrozilor de alimentare, ceea ce justifică oportunitatea cunoaşterii lor.

De remarcat faptul că în cazul electrozilor echidistanţi plasaţi în vîrfurile unui patrat eroarea relativă este mai mică decît în cazul electrozilor în linie, la acelaşi raport d/a. Dispunerea în patrat a electrozilor este folosită şi pentru controlul omogenităţii materialelor, în care caz alimentarea se face prin electrozi opuşi. In plus această configuraţie a electrozilor permite şi măsurarea coeficientului Hall a materialului semiconductor, dacă placa este introdusă într-un cîmp magnetic uniform şi transversal ($\bar{E}.\bar{B}=0$).

La calculul erorilor ce intervin în măsurători de rezistivitate electrică nu s-a luat în considerare şi dimensiunea finită a electrozilor de măsurare a tensiunii, deoarece în cazul măsurării tensiunii electrice fără consum de putere suprafaţa de contact a electrozilor cu proba poate fi făcută foarte mică, astfel încît erorile datorate acestor dimensiuni să fie efectiv neglijabile.

In practică electrozii sînt dispuşi pe suprafaţa plăcii astfel că intervine şi o eroare datorită faptului că nu mai sînt îndeplinite condiţiile de cîmp plan-paralel în placă. De această eroare trebuie să se ţină seama dacă grosimea plăcii $h > 0{,}1\ d$, ea fiind de 8,5% dacă $h = d/3$ şi creşte la 57,8% dacă $h = 2d/3$ [3]

BIBLIOGRAFIE

1. Swartzendruber L.J., Four-point probe measurement of nonuniformities in semiconductor sheet Resistivity, Solid State Electronics, 7, 1964, p.413.

2. Swartzendruber L.J., Ulmer F.H., Coleman J.A., Direct reading instrument for Silicon and Germanium four-probe resistivity measurements, Rev.Sci.Instr., 1968, nr.12, p.1858.

3. Vetreş I., Contribuţii privind dezvoltarea unor metode de cîmp pentru determinarea rezistivităţii şi a coeficientului Hall la materiale semiconductoare, Teză de doctorat, I.P.Timişoara, 198o.

4. Răduleţ R., Bazele electrotehnicii, Probleme, vol.I, E.D.P., Bucureşti, 197o.

Primită la redacţie la 1o martie 1982.

INFLUENCE OF THE SIZE OF THE ELECTRODES IN ELECTRICAL RESISTIVITY MEASUREMENTS

Summary

The paper deals with the resistivity determination of semiconductive materials for thin plates infinite extended. The error made when the resistivity is measured in the case of cylindrical electrodes is also determined.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

INSTALLATION POUR LA DÉMAGNÉTISATION DES MINERAIS FERREUX

Saimac A.*), Miklos I.*), Rusu N.*)

1. Introduction

De nos jours la méthode la plus répandue de concentration(par séparation) des minerais de fer pauvres dans les usines de preparation se réalise par voie magnétique.La séparation de la partie utile de roche stérile on la fait par cette voie avec une grande efficience et celle-ci est due à la susceptance magnetique élevée du minerai de fer.À la suite de processus de separation magnétique les particules de minerai de fer sont affectés par un magnétisme rémanent relativement élevé, qui alourdissent considérablement les operations de classificattion, en enfluencant défavorablement sur la qualité des concentrés de fer.

À l'étranger le problème de démagnétisation des particules de minerai est attaqué et dans quelque mesure este solutionné à l'aide de certains appareils de démagnétisation [1] équipés par plusieurs bobines de champ magnétique,qui produisent les champs puissants au delà de loo-llo [kA/m].

Dans notre pays on a posé la probléme de démagnétisation de minerai[2] immédiatement aprés une séparation magnétique par voie séche,ce qui constitue un avantage économique trés important,étant donné que le stérile n'est plus entraîné de suite dans le processus technologique de préparation.

Pour une démagnétisation acceptable il est nécessaire qu'on applique un champ magnétique démagnétisant avec le sens variable,en diminuant continuellement l'amplitude de l'intensité de champ magnétique,à condition que la fréquence de parcours des cycles soit constante pendant toute la durée de démagnétisation[3]

Le changement de sens du champ magnétisant se peut réali-

*) Institutul de Subingineri Hunedoara
Str.Karl Marx nr.5
2750 Hunedoara - România

ser à l'aide d'un couarant alternatif de fréquence de 5o Hz, ou plus basse, pour assurer les profondeurs de pénétration suffisamment grandes pour le champ magnétique. La valeur maximale de l'amplitude d'intensité de champ variable dans tous les cas doit etre plus grand que la valeur du champ coercitif pour le cycle histerezis limite, la litterature indiquant 8oo-1ooo A/m pour les metériaux magnétiques doux, comment est-il considéré le minerai de fer.

2. Le schema electrique proposée et les résultats obtenus

L'intensité de champ magnetique dans un point de l'axe de la spire circulaire parcourue de courant este donnée par la relation (1) et dans le cas d'une bobine aplatie est donnée par la relation (2) [4] :

$$H=\frac{IR^2}{2(R^2+h^2)^{3/2}} \qquad (1)$$

$$H=\frac{INR^2}{2(R^2+h^2)^{3/2}} \qquad (2)$$

où: I c'est l'intensité de courant qui parcourt la spire;
R - le rayon de la spire circulaire;
h - la distance à laquelle on mesure l'intensité H;
N - le nombre des spires isolées.

Le nombre relativement grand de spires de produit N I conduit à l'augmentation de l'inductance avec le carré de N:

$$L=\mu\frac{N^2S}{2R}$$

où: μ - c'est perméabilité du noyan;
S - section transversale de la bobine.

Si l'on réalise une bobine de sorte que l'impédance

$$Z_L=\sqrt{R_L^2+X_L^2}\cong X_L,$$

et on considérant h=0 on obtient l'intensité de champ magnetique dans le centre de la bobine :

$$H=\frac{U}{\mu\omega\cdot NR^2} \qquad (3)$$

On remarque que si l'on maitient constante la tension d'alimentation, le champ magnétique est invers proportionnel au nombre N de spires, de sorte que aux grandes valeurs du nombre N de spires devient difficile la réalisation du champ magnétique voulu à cause de la réactance inductive trés grande:

$$X_L=\omega L=\mu\omega\frac{N^2S}{2R} \qquad (4)$$

Voilà pourquoi,aussi que pour l'utilisation d'une tension U réduite (d'ordre 1 - 1o[V] sur la spire) il est nécessaire qu'on emploide des bobines à nombre réduit de spires.

La solution avec les bobines au nombre réduit de spires présente en outre les avantages suivantes:

- masse méca nique réduite; petit éspace occupé;
- l'existence d'une tension non-dangereuse au point de vue d'electrosécurité;
- la possibilité de placement de la bobine dans les endroits humides et intensément polués.

L'experimentation dans le laboratoire de la méthode avec une seule spire de demagnetisation a nécesité un transformateur qui peut fournir secondairement un courant jusqu'à 1oooo A ,la tension maximale de 65[V].Celui-ci a été utilisé pour l'alimentation de la spire de demagnetisation,le schéma de principe de l'instalation est présenté dans fig.1.

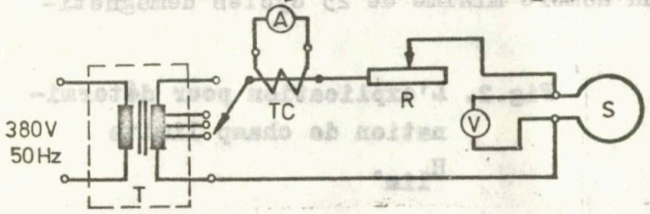


Fig.1. Le schéma de principe de instalation éxperimentale.

Les instalations de comande et les installations de protection étant usuelles, elles n'ont pas été presentées dans fig.1.

Pour la limitation du courant secondaire et la modification de sa valeur, on a utilisé une résistance variable de grande puissance, qui conjointement avec le changement de la prise dans le secondaire du transformateur a permis l'obtention des courants de démagnétisation contenus entre 5oo - 1oooo[A].

On a confectionné et on a expérimenté plusieurs spires de différentes dimensions de tuyau en cuivre on en laiton. À la suite des essais effectués on a conclu qu'on obtient une démagnétisation partielle d'un matériel fereux aux valeurs suivantes des paramétres:

- courant dans la spire : 2ooo[A];
- tension sur la spire : o,375[V];
- fréquence de courant : 5o[Hz];
- puissance nécessaire pour la démagnétisation: o,75 [kVA];
- induction initiale du matériel fereux : o,18 [T];
- induction finale : o,o1 [T].

On a effectué l'experimentation dans le laboratoire avec les échantillons magnétisants ayant les vitesses relativement réduites par rapport à la spire : 0...o,5[m/s] .

Pratiquement dans les usines de préparation le minerai se deplace aux vitesses contenues entre 2 - 5[m/s] ,ce que détermine que la durée t_o de maintien dans le champ du minerai soit relativement réduite, insuffisante pour la démagnétisation (courbe 2 fig.4) en conséquence ne se réalise pas un minimum de 25 cycles de histerezis démagnétisants.

En tenant compte des nécessités et des conditions théoriques et pratiques, on impose un espace de deplacement dans le champ distance minime de 1 m, dans laquelle le champ diminue uniformément, avec la même valeur à chaque cycle démagnétisant (fig.2) :

$$\Delta H = \Delta v . tg\alpha = ct \leqslant H_{lim}$$

où, H_{lim} est la valeur limite de la baisse de champ,qui conditionne la réalisation du nombre minime de 25 cycles démagnétisants.

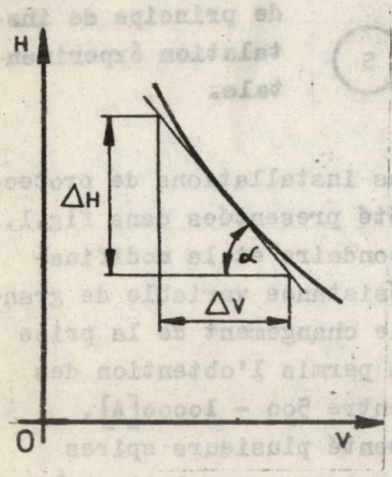


Fig.2. L'explication pour détermination de champ limite H_{lim}.

Pour obtenir une démagnétisation acceptable au point de vue technologique on propose en conséquence une installation (fig,3) aux spires distribuées de maniére qu'on assure un champ magétique descendant,aprés une courbe à pente variable (fig.4, courbe 1).

Une telle variation de champ magnétique est imposée par la nécessité d'assurance d'une vitesse constante de baisse du champ et au parcours par le minerai de la distance de 1[m] il faut que se réalise un nombre minime de 25 cycles démagnétisants.

La courbe de variation de champ magnétique H (fig.4,courbe 1) à la différence de celle linéaire de l'instalation de fig.1 detinée aux vitesses constantes de parcours présente une baisse chute de minerai est plus réduite et une baisse plus lente à la fin, quand la vitesse de deplacement du minerai este plus grande.

Pour le calcul de l'intensité de champ cumulée dans un

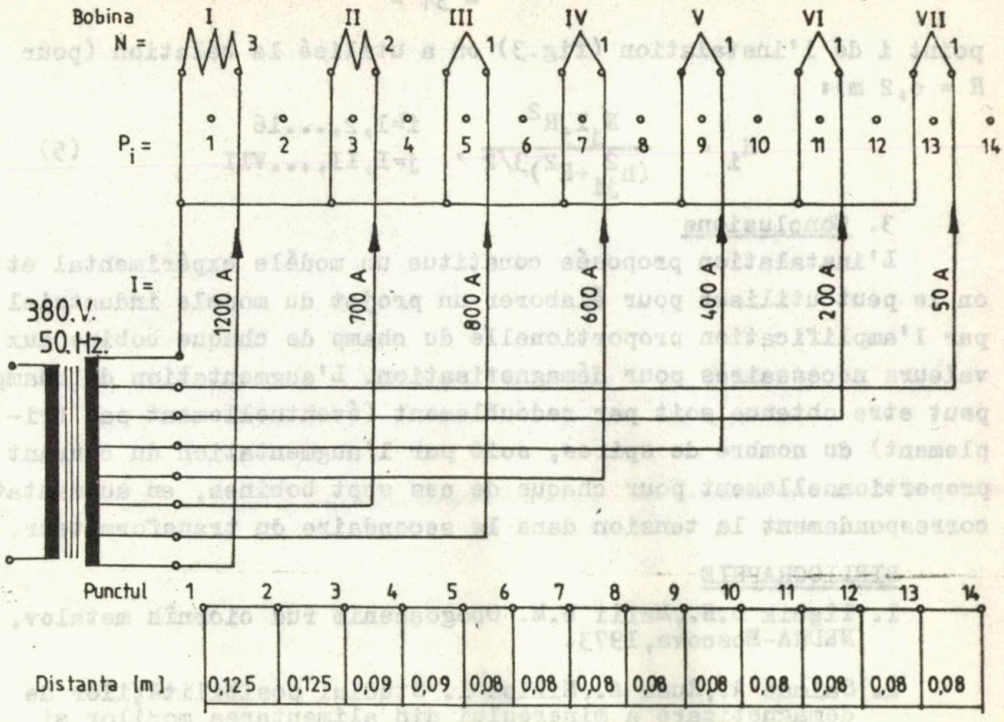


Fig.3. L'instalation proposée.

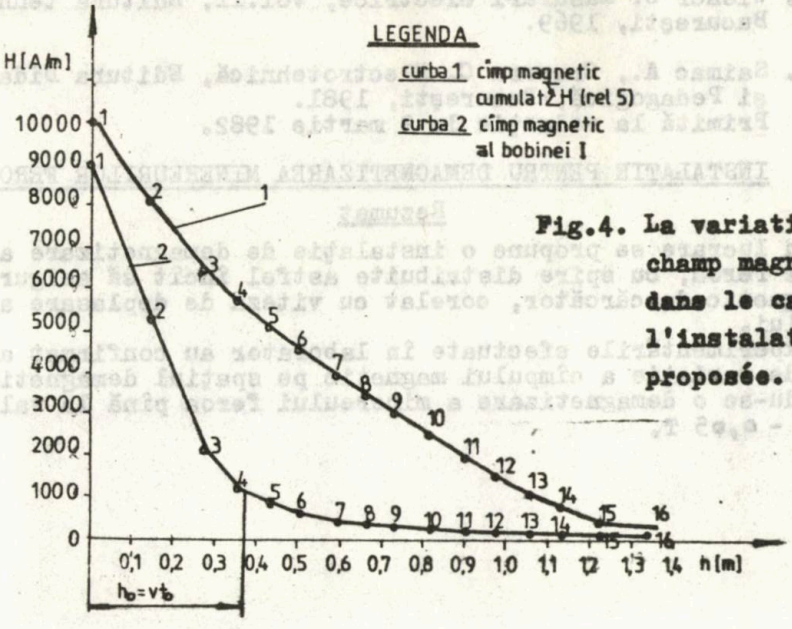


Fig.4. La variation de champ magnétique dans le cas de l'instalation proposée.

point i de l'instalation (fig.3) on a utilisé la relation (pour R = o,2 m):

$$H_i = \frac{N_j I_j R^2}{(h_{ji}^2+R^2)^{3/2}}, \quad \begin{matrix} i=1,2,...16 \\ j=I,II,...VII \end{matrix} \qquad (5)$$

3. Conclusions

L'instalation proposée constitue un modéle expérimental et on le peut utiliser pour élaborer un projet du modele industriel par l'amplification proportionelle du champ de chaque bobine aux valeurs necessaires pour démagnetisation. L'augmentation de champ peut etre obtenue soit par redoublement (éventuellement par triplement) du nombre de spires, soit par l'augmentation du courant proportionnellement pour chaque de ces sept bobines, en augmentat correspondament la tension dans le secondaire du transformateur.

BIBLIOGRAPHIE

1. Tîşcik D.N.,Malîi B.M. Obogoşcenie rud ciornîh metalov, NEDRA-Moscova,1973.

2. Saimac A.,Rusu A.,Miklos I. Studiul posibilităţilor de demagnetizare a minereului din alimentarea morilor şi produselor magnetice intermediare şi finale, rezultate la separarea magnetică din Uzina de preparare Teliuc. Contract de cercetare ştiinţifică între ICITPLCIM-Deva şi IPTVT-Institutul de Subingineri Hunedoara,1981.

3. Wiener U. Măsurări electrice, vol.II, Editura tehnică, Bucureşti, 1969.

4. Saimac A., Cruceru C. Electrotehnică, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1981.
Primită la redacţie la 9 martie 1982.

INSTALATIE PENTRU DEMAGNETIZAREA MINEREURILOR FEROASE

Rezumat

In lucrare se propune o instalaţie de demagnetizare a minereului feros, cu spire distribuite astfel încît să asigure un cîmp magnetic descărcător, corelat cu viteza de deplasare a minereului.

Experimentările efectuate în laborator au confirmat aliura curbei de variaţie a cîmpului magnetic pe spaţiul demagnetizant, obţinîndu-se o demagnetizare a minereului feros pînă la valoarea de o,ol - o,o5 T.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

CU PRIVIRE LA IPOTEZA LEGII LINIARE A TRANSMITERII CALDURII DIN TEORIA CLASICA A INCALZIRII SI RACIRII MASINILOR ELECTRICE

Bartzer St.

1. Introducere.

Majoritatea metodelor de calcul utilizate în practică pentru alegerea puterii şi verificarea la încălzire a maşinilor electrice de acţionare (MEA) se bazează pe admiterea ipotezelor simplificatoare ale teoriei clasice a încălzirii şi răcirii maşinilor electrice (TC), [1] . Una dintre ipotezele importante ale acestei teorii este şi aceea a "legii liniare a transmiterii căldurii către mediul înconjurător (de răcire)" :

$$P_h = hS\Theta = A\Theta \ , \qquad (1)$$

care corespunde riguros numai cazului convecţiei artificiale.

In realitate, sub influenţa convecţiei naturale şi a radiaţiei, valoarea coeficientului de transmitere a căldurii, $h\left[W/m^2grd\right]$ deci şi a capacităţii de transmitere a căldurii către mediul înconjurător, $A = hS \ \left[W/grd\right]$, depinde, printre altele, de supratemperatura MEA: $\Theta = \tau - \tau_a$ şi de temperatura mediului ambiant τ_a (care determină valoarea coeficienţilor de material ai acestui mediu) [2] .

Prin intermediul factorului de timp termic al MEA, definit în TC sub forma :

$$T = C/A \ , \qquad (2)$$

unde cu $C \ [J/grd]$ s-a notat capacitatea termică a corpului MEA, fenomenul $A(\Theta)$ influenţează şi comportarea MEA în regimurile termice tranzitorii.

In multe cazuri din practică, MEA sînt exploatate în condiţii specifice, caracterizate prin variaţia în limite largi a turaţiei şi existenţa unor perioade relativ lungi de funcţionare cu turaţia medie mult micşorată faţă de turaţia nominală [1], [3].

Dacă MEA funcţionează cu autoventilaţie, atunci, odată cu turaţia, se diminuează şi intensitatea ventilaţiei, adică a convecţiei artificiale.

Pornind de la consideraţiile de mai sus, în lucrarea de faţă se studiază influenţa fenomenului $A,T = f(\Theta)$ asupra regimului termic al MEA şi se arată, că dacă funcţionarea are loc în condiţii cu turaţia medie mult micşorată, atunci fenomenul studiat nu mai poate fi neglijat în calculele, dorite exacte, privind solicitarea termică a MEA.

2. Cu privire la legea reală a transmiterii căldurii către mediul înconjurător.

Notînd $h = h_c + h_r$, unde h_c este coeficientul de convecţie şi h_r coeficientul de radiaţie, se pot preciza următoarele cu privire la dependenţa $h(\Theta)$ [2] :

- funcţiile $h_c(\Theta)$, $h_r(\Theta)$ şi $h(\Theta)$ la τ_a = const., precum şi $h_r(\tau_a)$ la Θ = const. sînt funcţii crescătoare ;
- funcţia $h_c(\tau_a)$ la Θ = const. este o funcţie căzătoare.

Aceste fenomene pot fi cuprinse în calcule, scriind rel.(1) sub forma [2] :

$$P_h = A\,\Theta = A_{(o)}\Theta^{\nu}, \qquad (3)$$

unde dependenţa $A(\Theta)$ apare sub forma :

$$A = A_{(o)}\,\Theta^{\nu-1} \qquad (4)$$

Valoarea exponentului $\nu > 1$ nu poate fi stabilită prin calcul, pe baza unor raţionamente riguroase şi a unor analize fenomenologice, ci trebuie determinată pe cale experimentală.

Valoarea $A_{(o)}$ corespunde la $\Theta = 0$, dar pentru $0 \leq \Theta < 1$ relaţia empirică (4) nu are sens. In TC se admite $\nu = 1$.

3. Studiul influenţei fenomenului $A,T = f(\Theta)$ asupra regimului termic al MEA.

Pentru a evidenţia influenţa fenomenului $A,T = f(\Theta)$ asupra regimului termic al MEA, se compară curbele de încălzire şi de răcire exponenţiale, cf.TC, cu cele considerate convenţional "reale", corespunzătoare la $\nu > 1$. Pentru a uşura analiza se marchează cu indicele ν valorile supratemperaturii MEA cf. situaţiei "reale" şi cu indicele ∞ valorile corespunzătoare regimului termic staţionar.

Interesant pentru proiectanţii şi cercetătorii de acţionări electrice este răspunsul la întrebarea, dacă rezultatele calculelor "convenţionale", efectuate cu formule bazate pe admiterea

ipotezelor TC, sînt acoperitoare sau defavorabile din punctul de vedere al solicitării termice a MEA şi în ce măsură.

Valorile constante, independente de supratemperatură, ale mărimilor A şi T, cu care se recomandă [1] să se efectueze calculele cf. TC, se marchează în continuare cu indicele (x), admiţîndu-se egale cu acele valori reale care corespund la valoarea de calcul θ_x a supratemperaturii. Astfel se poate scrie :

$$A_{(x)} = A_{(o)}\ \theta_x^{\nu-1} \quad , \tag{5}$$

cu care se poate elimina $A_{(o)}$ din rel.(4), obţinîndu-se :

$$A_{(\nu)} = A_{(x)}(\theta_\nu/\theta_x)^{\nu-1} = f_A(\theta_\nu) \tag{6}$$

Dacă în relaţia de definiţie (2) a mărimii T se înlocuieşte A cu expresia (6), atunci rezultă :

$$T_{(\nu)} = \frac{C}{A_{(x)}}\left(\frac{\theta_x}{\theta_\nu}\right)^{\nu-1} = T_{(x)}\left(\frac{\theta_x}{\theta_\nu}\right)^{\nu-1} = f_T(\theta_\nu) \tag{7}$$

In cadrul anălizei prezentate mai jos se compară valorile θ_∞ cu $\theta_{\nu\infty}$, $d\theta/dt$ cu $d\theta_\nu/dt$, $A_{(x)}$ cu $A_{(\nu)}$ şi $T_{(x)}$ cu $T_{(\nu)}$, la aceeaşi valoare a pierderilor totale p. Cu aceste precizări, ecuaţia diferenţială a încălzirii şi răcirii MEA devine [1] :

- pentru situaţia cf.TC, cu $\nu = 1$:

$$\frac{d\theta}{dt} + \frac{1}{T_{(x)}}\theta = \frac{p}{C} = \frac{1}{T_{(x)}}\theta_\infty \quad , \tag{8}$$

cu :

$$T_{(x)} = C/A_{(x)} \quad ; \tag{9}$$

$$\theta_\infty = p/A_{(x)} \quad ; \tag{1o}$$

- pentru situaţia "reală", cu $\nu > 1$:

$$\frac{d\theta_\nu}{dt} + \frac{1}{T_{(x)}}\ \frac{\theta_\nu^{\nu}}{\theta_x^{\nu-1}} = \frac{p}{C} = \frac{1}{T_{(x)}}\ \frac{\theta_{\nu\infty}^{\nu}}{\theta_x^{\nu-1}} \quad , \tag{11}$$

unde în termenul p/C s-au operat următoarele transformări:

$$C = A_{(\nu)}T_{(\nu)} = A_{(x)}T_{(x)} = A_{(\infty)}T_{(\infty)} = \text{const.} \; ; \tag{12}$$

$$p/A_{(\infty)} = \theta_{\nu\infty} \quad ; \tag{13}$$

$$T_{(\infty)} = T_{(x)}(\theta_x/\theta_{\nu\infty})^{\nu-1} \tag{14}$$

Astfel, pentru regimul termic staţionar, pe baza rel.(1o), (13), (12) şi (14), se obţine :

$$\frac{\theta_\infty}{\theta_{\nu\infty}} = \frac{A_{(\infty)}}{A_{(x)}} = \frac{T_{(x)}}{T_{(\infty)}} = \frac{1}{(\theta_x/\theta_{\nu\infty})^{\nu-1}} = f(\nu, \frac{\theta_x}{\theta_{\nu\infty}}) \qquad (15)$$

Pentru regimul termic tranzitoriu de încălzire şi de răcire, pe baza rel.(8), (11) şi (15), se poate scrie :

$$\frac{d\theta/dt}{d\theta_\nu/dt} = \frac{1-(\theta/\theta_{\nu\infty})(\theta_x/\theta_{\nu\infty})^{\nu-1}}{1-(\theta_\nu/\theta_{\nu\infty})^{\nu}} = f_1(\nu, \frac{\theta_\nu}{\theta_{\nu\infty}}, \frac{\theta_x}{\theta_{\nu\infty}}), \qquad (16)$$

iar rel.(7) şi (12) conduc la :

$$\frac{T_{(x)}}{T_{(\nu)}} = \frac{A_{(\nu)}}{A_{(x)}} = (\frac{\theta_\nu}{\theta_x})^{\nu-1} = (\frac{\theta_\nu/\theta_{\nu\infty}}{\theta_x/\theta_{\nu\infty}})^{\nu-1} = f_2(\nu, \frac{\theta_\nu}{\theta_{\nu\infty}}, \frac{\theta_x}{\theta_{\nu\infty}}) \qquad (17)$$

Rezultatele interpretării funcţiilor (15), (16) şi (17) sînt reprezentate grafic în figurile 1, 2 şi respectiv 3.

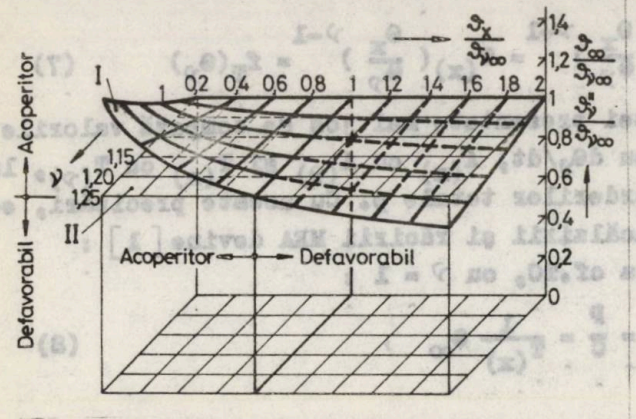


Fig.1. Caracterul rezultatelor la calculul supratemperaturii staţionare cf. TC: I - suprafaţa reprezentînd funcţia (15), respectiv (18); II- planul "unitate", corespunzînd situaţiei "reale".

Cu ajutorul rel.(15) rezultă, că suprafaţa reprezentînd funcţia (16) intersectează planul "zero" (v.fig.2) la o valoare a supratemperaturii reale egală cu cea staţionară cf. TC, adică:

$$\theta''_\nu = \frac{\theta_{\nu\infty}}{(\theta_x/\theta_{\nu\infty})^{\nu-1}} = \frac{\theta_{\nu\infty}}{\theta_x^{\nu-1}} = \theta_\infty = f(\nu, \theta_x, \theta_{\nu\infty}) \qquad (18)$$

4.Concluzii.

4.1. Sub influenţa convecţiei naturale şi a radiaţiei, dacă θ_ν creşte, atunci $A_{(\nu)}$ creşte şi $T_{(\nu)}$ se micşorează. Importanţa acestui fenomen este cu atît mai mare, cu cît MEA sînt mai slab ventilate.

4.2. Deoarece $T_{(\nu)} \neq$ const., curbele de încălzire şi de răcire "reale" ale MEA nu sînt în mod riguros exponenţiale, aşa cum se admite în TC. Abaterea este cu atît mai pronunţată, cu cît valoarea exponentului ν este mai mare, respectiv turaţia este mai mică.

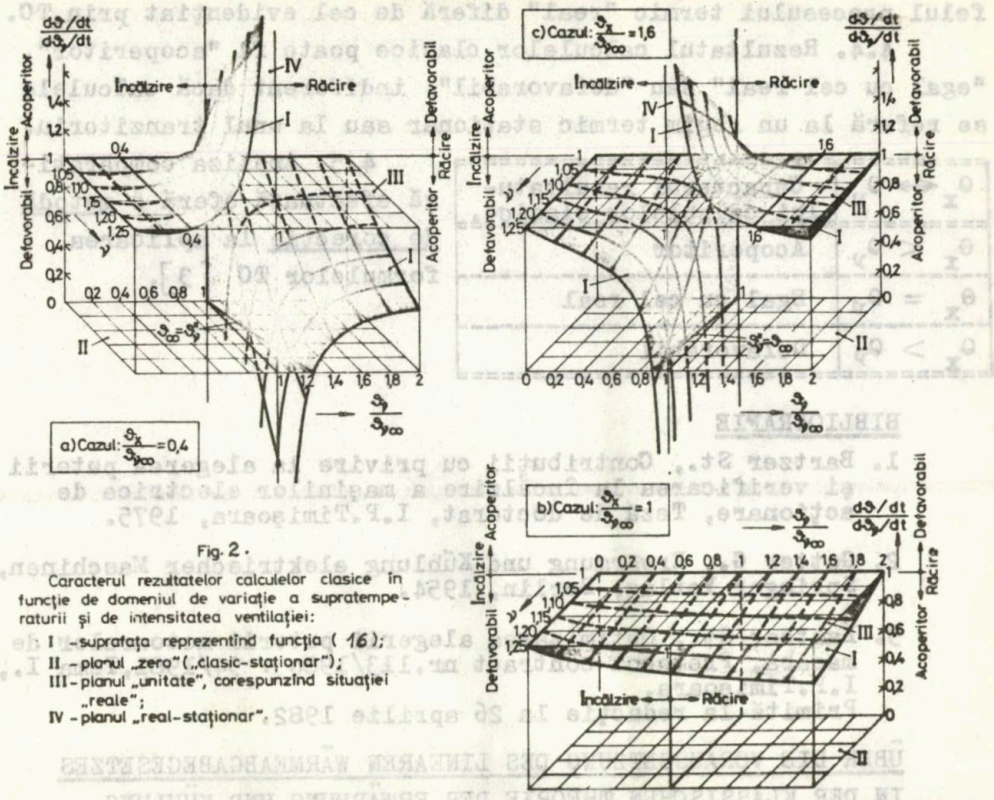


Fig. 2 .

Caracterul rezultatelor calculelor clasice în funcţie de domeniul de variaţie a supratemperaturii şi de intensitatea ventilaţiei:

I - suprafaţa reprezentînd funcţia (16);
II - planul „zero" („clasic-staţionar");
III - planul „unitate", corespunzînd situaţiei „reale";
IV - planul „real-staţionar".

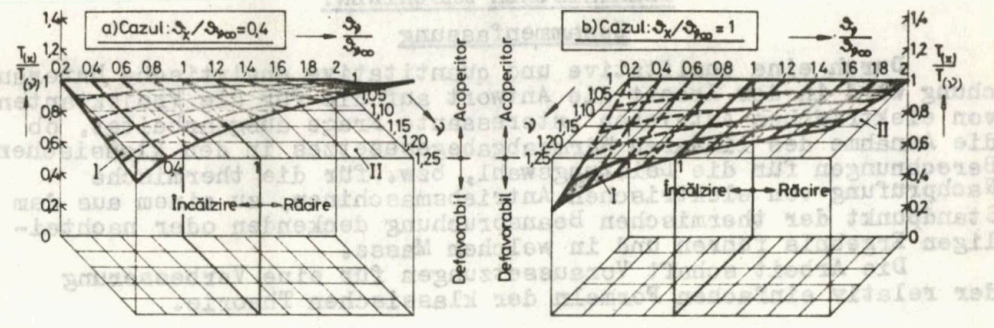


Fig. 3.

Caracterul rezultatelor calculelor clasice în funcţie de domeniul de variaţie a supratemperaturii şi de intensitatea ventilaţiei:

I - suprafaţa reprezentînd funcţia (17);
II - planul „unitate", corespunzînd situaţiei „reale".

4.3. In funcţie de ν, θ_y şi θ_x sînt posibile situaţii cînd felul procesului termic "real" diferă de cel evidenţiat prin TC.

4.4. Rezultatul calculelor clasice poate fi "acoperitor", "egal cu cel real" sau "defavorabil", indiferent dacă calculele se referă la un regim termic staţionar sau la unul tranzitoriu.

$\theta_x \leftrightarrow \theta_y$	Caracterul rezultatului calculelor clasice.
$\theta_x < \theta_y$	Acoperitor
$\theta_x = \theta_y$	Egal cu cel real
$\theta_x > \theta_y$	Defavorabil

4.5. Analiza comparativă efectuată oferă o metodă de corecţie la aplicarea formulelor TC [3].

BIBLIOGRAFIE

1. Bartzer St., Contribuţii cu privire la alegerea puterii şi verificarea la încălzire a maşinilor electrice de acţionare, Teză de doctorat, I.P.Timişoara, 1975.

2. Gotter G., Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen, Springer Verlag, Berlin, 1954.

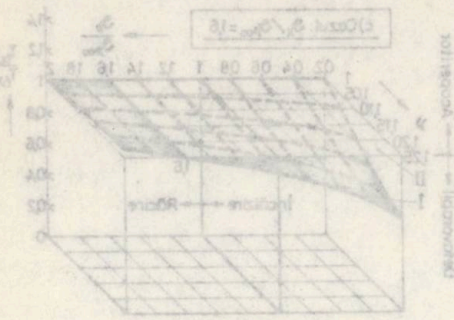
3. Bartzer St., Optimizarea alegerii puterii motoarelor de macara, Protocol contract nr.113/198o + 94/1981,Tema I., I.P.Timişoara.
Primită la redacţie la 26 aprilie 1982.

ÜBER DIE VORAUSSETZUNG DES LINEAREN WÄRMEABGABEGESETZES IN DER KLASSISCHEN THEORIE DER ERWÄRMUNG UND KÜHLUNG ELEKTRISCHER MASCHINEN.

Zusammenfassung

Durch eine qualitative und quantitative analytische Untersuchung wird in der Arbeit die Antwort auf die für die Projektanten von elektrischen Antrieben interessante Frage ausgearbeitet, ob die Annahme des linearen Wärmeabgabegesesetzes in den klassischen Berechnungen für die Leistungswahl, bzw. für die thermische Nachprüfung von elektrischen Antriebsmaschinen, zu einem aus dem Standpunkt der thermischen Beanspruchung deckenden oder nachteiligen Ergebnis führen und in welchem Masse.

Die Arbeit schaft Voraussetzungen für eine Verbesserung der relativ einfachen Formeln der klassischen Theorie.



Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

THE CHARACTERISTICS AND PERFORMANCES OF THE ELECTRICAL MACHINE WITH STATIC COMMUTATION

Nica Elena

1. Introduction

The development of static voltage and frequency converters reactualized the study and utility of the synchron electrical machines commanded with variable voltage and frequency.

This field is in full evolution due to the multiple advantages of the synchron electrical motor on the d.c. electrical motor or asynchron electrical motor [1].

The distinguished performances of the electrical machine with static commutation (EMSC) - a unit consisting of a synchron electrical machine and of a constant current inverter with a semicommanded three-phase bridge diagram - favours the extension of its range of utilization in various drive systems having adjustable speed of rotation [2], [4].

This paper analyses the EMSC work characteristics and performances, evidencing the various parameters influence.

2. Theoretical considerations

According to [3], the EMSC mechanical power has the expression:

$$P_m = \eta 3 U_b I \cos\varphi = \eta 3 U_b I \cos\left(\gamma - \frac{u}{2}\right) = \eta 3 U'_{ee} I \cos\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \quad (1)$$

where

$$U'_{ee} = U_{ee} - \left[(X_d - X''_d) - (X_q - X''_q)\right] I \sin\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) = U_{ee} - (1-k) X I \sin\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \quad (2)$$

$$X = X_d - X_d'' \tag{3}$$

$$k = (X_q - X_q'')/(X_d - X_d'') \tag{4}$$

$$\sqrt{2}\, U_{eE} = \sqrt{2}\, U_{ef} \sin p\beta_{med} = k_e n I_E \sin p\beta_{med} \tag{5}$$

$$\gamma_0 = p\beta_{med} - \frac{\pi}{2} \tag{6}$$

$$\alpha = \pi - \gamma \tag{7}$$

$$\gamma - u = \gamma_{st} \geq \gamma_{rev} \tag{8}$$

$$\gamma_{rev} = 2\pi f t_{rev} \tag{9}$$

In the (1) - (9) relations, the specific magnitudes of the EMSC have the following signification:

U_{eE} - phase electromotive voltage, induced in the statoric winding by the excitation magnetic field of the rotor (U_{ef} having the same signification for the classic electrical machine);

$p\beta_{med}$ - average value of the variable angle between the statoric and rotoric mmf;

α - firing angle of the inverter;

u - commutation or overlap angle;

γ_{rev}, t_{rev} - inverter thyristors turn-off angle and turn-off time;

For the mechanical relative power the formula obtained is:

$$\frac{P_m}{P_{mN}} = \frac{1}{\eta_N} \frac{P_m}{P_{scc}} \frac{P_{scc}}{P_{scN}} \frac{P_{scN}}{P_N} \tag{10}$$

In relation (10), η_N represents the nominal efficiency of the synchron electrical machine, $P_{sc.c}$ - calculating short-circuit power:

$$P_{scc} = \frac{3 U_{ef}^2}{X} \tag{11}$$

and P_{scN} - nominal short-circuit power of the synchron electrical machine:

$$P_{scN} = \frac{3 U_{efN}^2}{X_d} \tag{12}$$

The reported mechanical power has the expression [3]:

$$\frac{P_m}{P_{scc}} = \eta \frac{IX}{U_{ef}} \left[\sin p\beta_{med} - (1-k) \frac{IX}{U_{ef}} \sin\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \right] \cos\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \qquad (13)$$

EMSC relative speed of rotation is obtained from [2]:

$$\frac{n}{n_N} = \frac{U_{cc}}{U_{bN}} \Big/ \frac{U_{cc}}{U_{ef}} \cdot \frac{U_{efN}}{U_{bN}} \cdot \frac{I_E}{I_{EN}} \qquad (14)$$

where

$$\frac{U_{cc}}{U_{ef}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left[\sin p\beta_{med} - (1-k) \frac{IX}{U_{ef}} \sin\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \right] \cos\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \cos\frac{u}{2} \qquad (15)$$

$$\frac{U_{ef}}{U_{bN}} = \frac{1 + k(I_{Nc} X / U_{bN})^2}{\sin p\beta_{med}} \Big/ \left[1 + \left(k \frac{I_{Nc} X}{U_{bN}} \right)^2 \right]^{1/2} \qquad (16)$$

$$I_{Nc} = P_N / 3U_{bN} \qquad (17)$$

P_N being the nominal electrical power of the synchron electrical machine.

EMSC relative motor torque has the expression:

$$\frac{M}{M_N} = \frac{P_m}{P_{mN}} \Big/ \frac{n}{n_N} \qquad (18)$$

Neglecting the inverter losses results:

$$\frac{I_{cc}}{I_N} = 3\cos\varphi_N \frac{X_d}{X} \frac{U_{ef}}{U_{efN}} \frac{U_{efN}}{U_{bN}} \frac{U_{bN}}{I_{Nc} X_d} \frac{1}{U_{cc}/U_{ef}} \cdot$$

$$\cdot \frac{IX}{U_{ef}} \left[\sin p\beta_{med} - (1-k) \frac{IX}{U_{ef}} \sin\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \right] \cos\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \qquad (19)$$

EMSC efficiency is:

$$\eta_{EMSC} = 3\cos\varphi_N \eta_N \frac{P_m}{P_{mN}} \Big/ \frac{U_{cc}}{U_{bN}} \frac{I_{cc}}{I_N} \qquad (20)$$

and the power factor:

$$\cos\varphi = \left[\sin p\beta_{med} - \frac{IX}{U_{ef}} (1-k) \sin\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \right] \cos\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \Big/$$

$$\Big/ \left\{ \sin^2 p\beta_{med} - 2 \frac{IX}{U_{ef}} \sin\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \sin p\beta_{med} + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{IX}{U_{ef}}\right)^2 \left[\sin^2\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) + k^2 \cos^2\left(\gamma_0 - \frac{u}{2}\right) \right] \right\}^{1/2} \qquad (21)$$

The parameters of EMSC characteristics are: γ_{st}, $p\beta_{med}$, (or α), U_{cc}/U_{bN}, I_E/I_{EN}.

3. The EMSC characteristics

The calculation of the characteristics (using a FELIX C-256 computer) was made for a EMSC, in execution at I.C.M. Reşiţa, having P=700 kW, U=500 V, n=1500 rpm, x_d=3.073 u.r., x_q=1.0357 u.r. x''_d=0.269 u.r., x''_q=0.276 u.r., t_{rev}=60 μs.

In the following are presented comparatively the shaft power characteristics for the three specific regimes of the EMSC and the conclusions which result from the numerical analysis.

The EMSC work in the γ_{st}=cst regime is illustrated in Fig.1. The delimitation of the two work zones is a consequence of the unaccomplishment of the rigorous restrictive conditions imposed on EMSC work.

The use of rapid thyristors (a small γ_{st}) leads to the increase of values for cosφ, respectivaly to the reduction of other magnitudes.

In the work regime $p\beta_{med}$=cst (Fig.2), the values of the considered magnitudes are independent of the turn-off time of the inverter thyristors, t_{rev}. By the reduction of this magnitude a smaller inferior limit values is obtained for the particular $p\beta_{med}$ angle the EMSC can work with, and a possible work limit increase is obtained.

By the increase of the $p\beta_{med}$ angle, the cosφ values decrease and those of the other magnitudes increase.

In the work regime γ=cst (α=cst) (Fig.3), the considered magnitudes values are also independent of t_{rev}. But by using rapid thyristors the inferior limit value of the γ angle, the work is possible for decrease, therefore the work range is extended.

The γ angle increase, respective α angle decrease, has the same effect as the $p\beta_{med}$ angle increase.

The U_{cc}/U_{bN} and I_E/I_{EN} parameters variation has the same effect on the EMSC characteristics as on the d.c. electrical machines characteristics.

4. Conclusions

Due to the presence of the static commutator, the EMSC characteristics are similar, on one side with those of a d.c. electrical motor with armature or excitation control; on the other side EMSC presents strictly dependent characteristics of the static commutator.

The work γ_{st}=cst permits the acquirement of superior perfor-

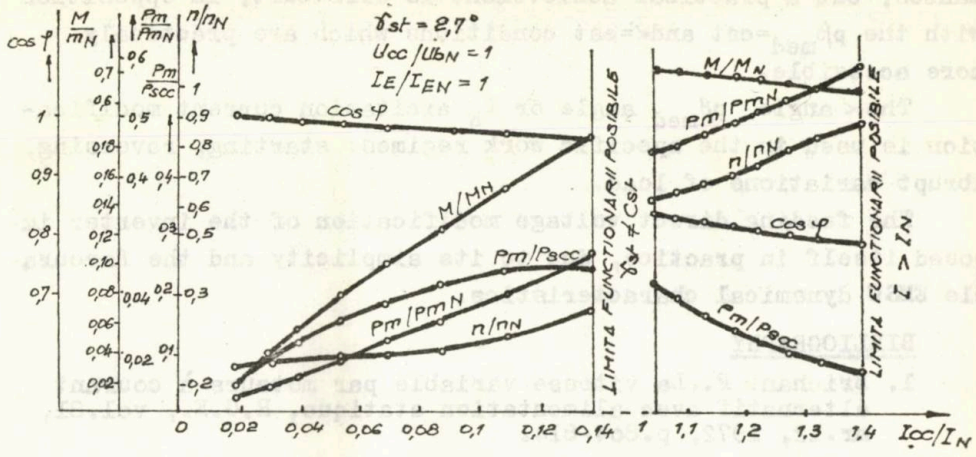


Fig.1. The EMSC characteristics in the γ_{st}=cst regime

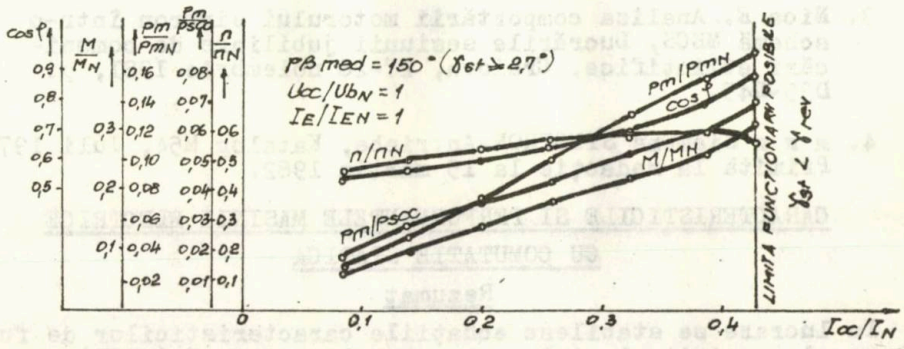


Fig.2. The EMSC characteristics in the $p\beta_{med}$=cst regime

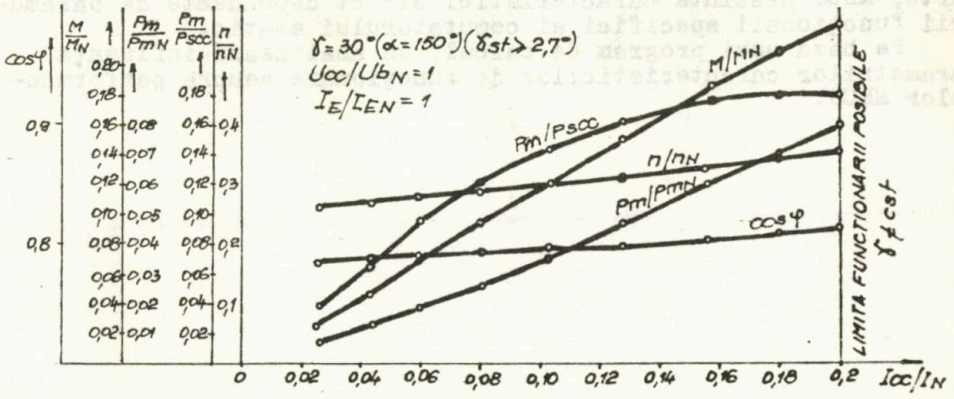


Fig.3. The EMSC characteristics in the γ=cst regime

mances, but a practical achievement is difficult, in opposition with the $p\beta_{med}$=cst and α=cst conditions which are practicaly more accesible.

The α angle, $p\beta_{med}$ angle or I_E excitation current modification is used in the specific work regimes: starting, reversing, abrupt variations of load.

The feeding direct voltage modification of the inverter imposed itself in practice, due to its simplicity and the favourable EMSC dynamical characteristics.

BIBLIOGRAPHY

1. Brichant F., La vitesse variable par moteurs à courant alternatif avec alimentation statique, R.G.E., vol.81, nr.12, 1972, p.8o4-814.

2. Haböck A., Köllensperger D., Stand und Entwicklung des Stromrichtermotors, Siemens Zeitschrift, vol.45, nr.4, 1971, p.177-179.

3. Nica E., Analiza comportării motorului sincron într-o schemă MECS, Lucrările sesiunii jubiliare de comunicări ştiinţifice, Craiova, 27-28 noiembrie 1981, p. D35-D45.

4. x x x Siemens SIMOTRON-Antriebe, Katalog M54, Juli 1976.

Primită la redacţie la 15 martie 1982.

CARACTERISTICILE SI PERFORMANTELE MASINII ELECTRICE CU COMUTATIE STATICA

Rezumat

In lucrare se stabilesc ecuaţiile caracteristicilor de funcţionare ale maşinii electrice cu comutaţie statică (MECS).

Caracteristicile MECS, datorită prezenţei comutatorului static, sînt similare, pe de o parte, cu cele ale unui motor de curent continuu cu reglaj prin indus sau prin excitaţie; pe de altă parte, MECS prezintă caracteristici strict dependente de parametrii funcţionali specifici ai comutatorului static.

Pe baza unui program de calcul, se analizează influenţa parametrilor caracteristicilor de funcţionare asupra performanţelor MECS.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia"Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

SCHEMA ELECTRICA PENTRU INCERCAREA MOTOARELOR ASINCRONE LA CUPLU CONSTANT

Heşca V.

1. Prezentarea schemei

Schema se bazează pe folosirea unui compensator sincron necesar pentru asigurarea cîmpului magnetic învîrtitor la generatorul asincron cuplat rigid cu motorul asincron care se încearcă şi pe existenţa unei surse de alimentare cu frecvenţă variabilă.

Schema electrică monofilară este prezentată în figura 1.

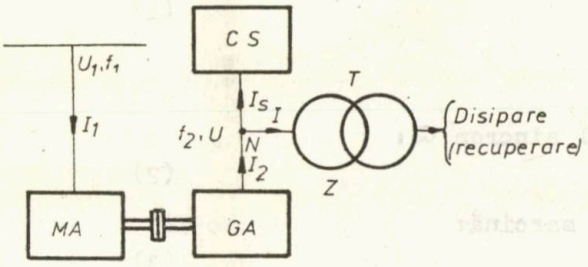


Fig.1. Schema electrică

Semnificaţia notaţiilor este următoarea :
MA - motor asincron;
GA - generator asincron ;
CS - compensator sincron;
T - transformator de adaptare.

Avantajul mare faţă de celelalte metode de încercare a motoarelor asincrone constă în faptul că generatorul asincron este identic cu motorul de încercat şi deci ambele maşini se pot lua din lotul ce urmează a fi verificat. Deci, în acest caz nu se mai pune problema găsirii unui generator de încărcare corespunzător pentru fiecare tip de motor asincron care trebuie încercat. Schema poate fi folosită în două variante : cu disipare de energie şi cu recuperare de energie. Varianta care se adoptă este în funcţie de mărimea motorului încercat. Astfel, pentru motoare mici se va face uz de prima variantă, iar pentru motoare de putere mijlocie şi mare se va folosi varianta a doua, în care caz procentul de energie recuperată este mare şi deci este rentabil din punct de vedere economic.

In cazul folosii schemei în prima variantă, generatorul

asincron debitează pe un reostat de sarcină, iar modificarea turaţiei se realizează prin modificarea frecvenţei sursei. Menţinerea constantă a raportului U/f_2, respectiv a cuplului la arborele motorului asincron se obţine prin intermediul excitaţiei compensatorului sincron şi a reostatului de sarcină. In acest caz întreaga energie electrică debitată de generatorul asincron se transformă în căldură şi se pierde în mediul ambiant.

In cazul folosirii schemei în varianta a doua o parte din energia debitată de generatorul asincron ajunge din nou în reţea printr-un sistem format din elemente semiconductoare (redresor şi invertor comandat). Menţinerea constantă a cuplului în acest caz se realizează prin modificarea corespunzătoare a excitaţiei compensatorului sincron şi variind unghiul de conducţie al tiristoarelor ce compun invertorul comandat.

Funcţionarea schemei este descrisă în lucrările [3] şi [4].

2. Sistemul de ecuaţii ce caracterizează funcţionarea schemei

a) Pentru motorul asincron MA se scriu ecuaţiile [1] :

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{U}_{e1} \\ \underline{U}_{e1} &= - \underline{Z}_{1m} \underline{I}_{o1} \\ 0 &= - \underline{Z}'_2 \underline{I}'_2 + \underline{U}_{e1} \\ \underline{I}_{o1} &= \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 \end{aligned} \qquad (1)$$

b) Pentru compensatorul sincron CS:

$$\underline{U} = \underline{Z}_s \underline{I}_s - \underline{U}_{eE} \qquad (2)$$

c) Pentru circuitul de sarcină:

$$\underline{U} = \underline{I}\,\underline{Z} \qquad (3)$$

d) Pentru nodul N :

$$0 = \underline{I}_2 + \underline{I}_s + \underline{I} \qquad (4)$$

e) Pentru generatorul GA ecuaţiile sînt identice ca la punctul a) cu deosebirea că $\underline{U}_1$ devine $\underline{U}$, $\underline{I}_1$ devine $\underline{I}_2$ şi alunecarea negativă.

f) Relaţiile între turaţiile sincrone şi alunecările celor două maşini cuplate rigid [2] :

$$n_2 = n_1 \frac{1-S_1}{1+S_2} \qquad (5)$$

Intrucît maşinile MA şi GA sînt identice se mai poate scrie relaţia de legătură între frecvenţele şi alunecările respective:

$$f_2 = f_1 \frac{1-S_1}{1+S_2} \qquad (6)$$

Condiţia ce trebuie să fie îndeplinită pentru funcţionarea în condiţii corespunzătoare a schemei este:

$$n_2 = n_1$$

3. Studiul teoretic al schemei

In prezenta lucrare autorul se va rezuma la studiul comportării componentelor schemei legate galvanic în nodul N.

Pentru folosirea calculatorului electronic la rezolvarea sistemului de ecuaţii corespunzătoare, se trece la convertirea ecuaţiilor fazoriale în ecuaţii algebrice liniare. In acest scop mărimile fazoriale se scriu în funcţie de componentele lor reale şi imaginare din planul complex.

Astfel obţinem:

$$\underline{I}_2 = x_1 + jx_2 \qquad \underline{I}_s = x_9 + jx_{10}$$
$$\underline{I}'_2 = x_3 + jx_4 \qquad \underline{U}_{eE} = x_{11} + jx_{12}$$
$$\underline{I}_{o1} = x_5 + jx_6 \quad \text{şi} \quad \underline{I} = x_{13} + jx_{14} \qquad (7)$$
$$\underline{U}_{e1} = x_7 + jx_8$$

Stiind că:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1 \qquad \underline{Z}_s = R_s + jX_s$$
$$\underline{Z}_{1m} = R_{1m} + jX_{1m} \quad \text{şi} \quad \underline{Z} = R + jX \qquad (8)$$
$$\underline{Z}'_2 = \frac{R'_2}{S_2} + jX'_2$$

sistemul de ecuaţii (b - e) devine:

$$U = R_1x_1 - X_1x_2 - x_7 \qquad 0 = X_sx_9 + R_sx_{10} - x_{12}$$
$$0 = X_1x_1 + R_1x_2 - x_8 \qquad 0 = x_1 + x_3 - x_5$$
$$0 = R_{1m}x_5 - X_{1m}x_6 + x_7 \qquad 0 = x_2 + x_4 - x_6$$
$$0 = X_{1m}x_5 + R_{1m}x_6 + x_8 \qquad U = Rx_{13} - Xx_{14}$$
$$0 = \frac{R'_2}{s_2}x_3 - X'_2x_4 + x_7 \qquad 0 = Rx_{14} + Xx_{13} \qquad (9)$$
$$0 = X'_2x_3 + \frac{R'_2}{S_2}x_4 + x_8 \qquad 0 = x_1 + x_9 + x_{13}$$
$$U = R_s x_9 - X_s x_{10} - x_{11} \qquad 0 = x_2 + x_{10} + x_{14}$$

Componenta reală x_9 este o mărime constantă şi se determină

experimental la mersul în gol al compensatorului sincron. Astfel că sistemul de ecuaţii (9) cu 14 necunoscute are tot atîtea necunoscute, figurînd printre ele şi alunecarea S_2.

Pentru un studiu concret trebuiesc cunoscute, pe lîngă parametrii maşinilor, mărimile R şi X ce caracterizează impedanţa de sarcină, componenta x_9, precum şi tensiunea U. Modificarea sarcinii motorului încercat se realizează prin varierea mărimilor R şi X.

3. Aplicaţie

Studiul efectuat a fost aplicat în cazul unei scheme avînd următoarele maşini:

- motorul asincron identic cu generatorul asincron cu următoarele date tehnice:

$P = 16o$ kW; $U = 6$kV; $n = 75o$ rot/min;

$R_1 = 3,24\Omega$; $X_1 = 15,3o8\Omega$; $R_{1m} = 16,o9\Omega$;

$X_{1m} = 268,313\Omega$; $R_2' = 2,74\Omega$; $X_2' = 7,24\Omega$;

- compensatorul sincron;

$P = 63o$ kW; $U = 6$ kV; $n = looo$ rot/min;

$R_S = 2,3\Omega$; $X_S = 57,23\Omega$.

Cu aceste date a rezultat următorul sistem de ecuaţii:

$$
\begin{aligned}
U &= 3,24\,x_1 - 15,3o8\,x_2 - x_7 & 0 &= 57,23\,x_9 + 2,3\,x_{1o} - x_{12}\\
0 &= 15,3o8\,x_1 + 3,24\,x_2 - x_8 & 0 &= x_1 + x_3 - x_5\\
0 &= 16,o9\,x_5 - 268,313\,x_6 + x_7 & 0 &= x_2 + x_4 - x_6\\
0 &= 268,313\,x_5 + 16,o9\,x_6 + x_8 & U &= Rx_{13} - Xx_{14}\\
0 &= \frac{2,74}{S_2}x_3 - 7,24\,x_4 + x_7 & 0 &= Xx_{13} + Rx_{14} \qquad (1o)\\
0 &= 7,24\,x_3 + \frac{2,74}{S_2}\,x_4 + x_8 & 0 &= x_1 + x_9 + x_{13}\\
U &= 2,3\,x_9 - 57,23\,x_{1o} - x_{11} & 0 &= x_2 + x_{1o} + x_{14}
\end{aligned}
$$

Pentru rezolvarea acestui sistem, autorul a conceput un program de calcul pentru calculatorul electronic Felix - C 256. Schema logică corespunzătoare este prezentată în fig.2.

In tabelul de mai jos se dau parametrii pentru care s-au calculat mărimile schemei şi care sînt chiar parametrii pentru care s-au făcut citirile experimentale.

U [V]	3468,2	328o,9	3145,6	3ooo,o	2861,3
R [Ω]	18o,4	165,3	158,7	152,2	144,9
X [Ω]	1oo,8	98,23	97,8o	89,7o	86,4o

; $x_9 = 1,85\,A$

Au fost reprezentate caracteristicile de funcţionare ale motorului încercat în figura 2,precum şi caracteristicile generatorului asincron,compensatorului sincron şi de sarcină în figurile 3,4 şi 5, Semnificaţia notaţiilor este prezentată sub fiecare figură în parte. Toate mărimile caracteristice au fost reprezentate în funcţie de cuplul la arborele motorului încercat.

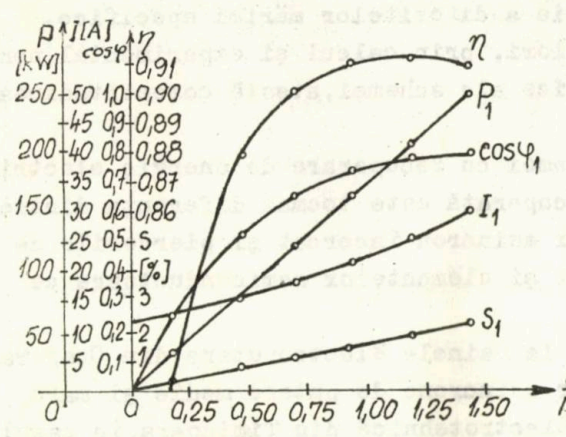


Fig.3. Caracteristicile de funcţionare ale motorului încercat.
P_1- puterea absorbită;
I_1- curentul absorbit;
η_1- randamentul;
$\cos\varphi_1$- factorul de putere ;
S_1- alunecarea.

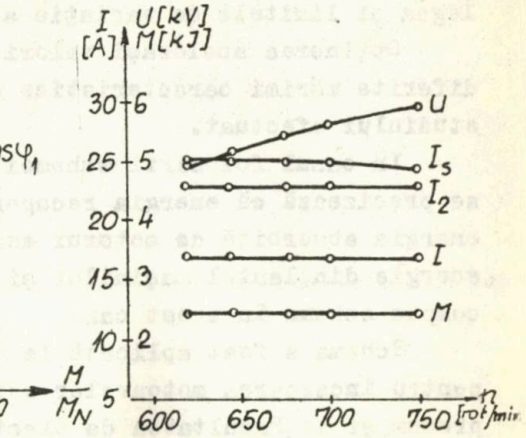


Fig.4. Variaţia tensiunii,curenţilor în nodul N, precum şi a cuplului M.

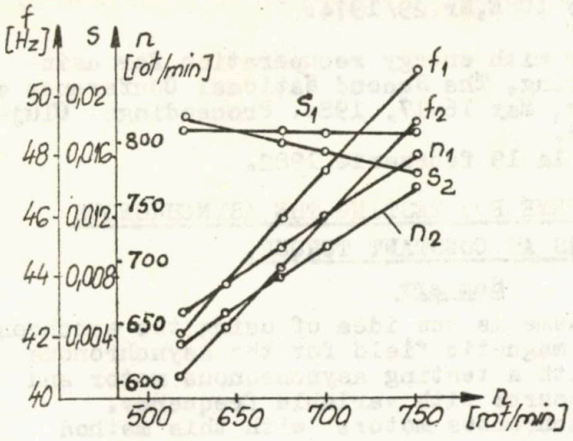


Fig.6. Variaţia frecvenţelor, alunecărilor şi turaţiilor.

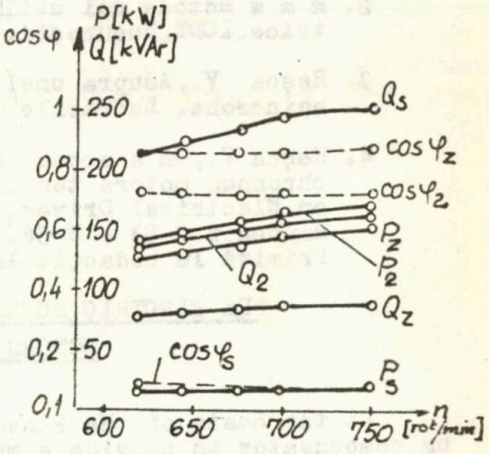


Fig.5. Variaţia puterilor şi factorilor de putere. P_2, P_S, P_Z- puterile active; Q_2, Q_S, Q_Z-puterile reactive.

5. Concluzii

Schema prezentată poate fi utilizată pentru încercarea motoarelor asincrone de diverse puteri, în condiţii avantajoase sub aspect economic.

Din examinarea caracteristicilor rezultate se poate constata legea şi limitele de variaţie a diferitelor mărimi specifice.

Obţinerea aceloraşi valori, prin calcul şi experimental, pentru diferite mărimi caracteristice ale schemei, atestă corectitudinea studiului efectuat.

In cazul folosirii schemei cu recuperare de energie electrică se precizează că energia recuperată este tocmai diferenţa dintre energia absorbită de motorul asincron încercat şi pierderile de energie din lanţul maşinilor şi elementelor semiconductoare ce compun schema în acest caz.

Schema a fost aplicată la Uzinele Electroputere din Craiova pentru încercarea motoarelor asincrone de putere medie şi mare, precum şi la Facultatea de Electrotehnică din Timişoara, în cazul motoarelor de putere mică.

BIBLIOGRAFIE

1. Dordea T., Maşini electrice, Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 197o.

2. x x x Metode noi utilizate la încercarea maşinilor electrice, ICDT, Bucureşti, 1966.

3. Heşca V., Asupra unei scheme de încercare a motoarelor asincrone, Lucrările ICPE, Nr.29/1974.

4. Heşca V., On a scheme with energy recuperation for asinchronous motors testing, The Second Naţional Conference on on Electrical Drives, May 16-17, 198o. Proceedings, Cluj-Napoca, p.B-53 - B-56.

Primită la redacţie la 19 februarie 1982.

THE ELECTRIC SCHEME FOR TESTING THE ASYNCHRONOUS MOTORS AT CONSTANT TORQUE.

Summary

At the basis of the scheme is the idea of using the synchronous compensator to provide a magnetic field for the asynchronous generator rigidly coupled with a testing asynchronous motor and the existence of a feeding source with variable frequency.

The testing of the asynchronous motors with this method can be done with or without energy recuperation.

There have been written the equations that characterize the functioning of the scheme.

There have been determined by calculus and experimentally a series of parameters characterizing the scheme.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia"Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

ANALIZA ARMONICA A TENSIUNII ROTORICE A UNUI MOTOR ASINCRON CU UN REDRESOR SEMICOMANDAT INTERCALAT IN CIRCUITUL ROTORIC

Bogoevici Gh.

1. Introducere

In practica actuală, în electrotehnică sînt tot mai numeroase cazurile în care regimul permanent de lucru pentru maşini şi aparate electrice este un regim deformant. O definiţie a acestui regim deformant este dată în [1] ca fiind regimul alternativ la care cel puţin una din unde, de curent sau de tensiune nu este sinusoidală.

In această categorie se încadrează şi regimul de funcţionare al maşinii de inducţie cu rotor bobinat căreia i se intercalează un redresor semicomandat în circuitul rotoric [2] .

Calea cea mai frecvent utilizată pentru studiul unui astfel de regim este dezvoltarea în serie Fourier. Ea se aplică pentru toate funcţiile f(t) periodice nesinusoidale care satisfac condiţiile lui Dirichlet.

Folosind această metodă, în lucrare se face analiza armonică a tensiunii din circuitul rotoric, determinîndu-se expresiile analitice ale armonicilor în funcţie de unghiul α , de aprindere şi de unghiul β , de întîrziere a comutaţiei tiristoarelor, dîndu-se şi un exemplu de calcul numeric.

2. Condiţii iniţiale de calcul

Schema echivalentă a circuitului rotoric al maşinii de inducţie, circuit în care se află intercalat redresorul semicomandat este reprezentată în fig.1.

Dat fiind complexitatea cazului general studiat precum şi dificultăţile calculului analitic este necesar ca de la început să se facă unele precizări şi să se adopte unele ipoteze simpli-

ficatorii care însă să nu ducă la vicierea rezultatelor.

a) rezistenţa R, legată la bornele de curent continuu ale punţii se consideră diferită de zero şi de o valoare sensibil mai mare decît a impedanţei de fază Z_2';

b) în aceste condiţii comutaţia se poate considera ideală, instantanee;

c) circuitul rotoric se consideră simetric, astfel că se va analiza doar una din faze R.

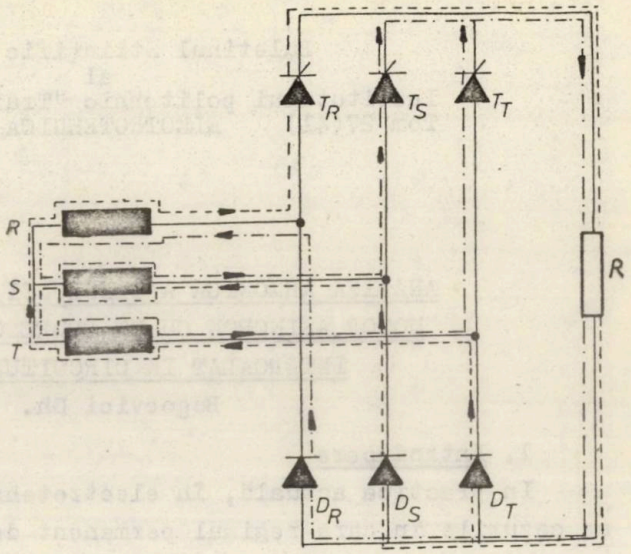


Fig.1 Schema echivalentă a circuitului rotoric.

d) întregul calcul se face pentru momentul pornirii (s=1), cînd frecvenţa rotorică este egală cu cea statorică, f=5o Hz.

Analizîndu-se fig.1 se pot delimita cele patru intervale de timp pe care circulă curent pe faza R şi implicit există o cădere de tensiune pe impedanţa rotorică:

a) timpul cînd conduce tiristorul T_R şi dioda D_S ;

b) timpul cînd conduce T_R şi D_T ;

c) timpul cînd conduce T_S şi D_R ;

d) timpul cînd conduce T_T şi D_R .

In fig.2 (a) s-au reprezentat tensiunile rotorice de fază, iar în fig.2 (b) căderea de tensiune pe circuit u(t) în cele patru intervale de timp.

Originea axei ωt s-a considerat momentul trecerii prin O în sens pozitiv al tensiunii U_R'. Pentru α s-a luat ca origine momentul în care T_R intră în mod natural în conducţie ($\omega t = \frac{\pi}{6}$), iar pentru β , originea este momentul comutaţiei naturale în sensul pozitiv invers faţă de sensul pozitiv al axei ωt.

Se consideră că unghiul poate să varieze între O şi π ; pentru necesităţi de calcul domeniul de variaţie al lui se divide în două:

(I) $o < \alpha < \pi/3$; (II) $\pi/3 < \alpha < \pi$.

Pe (1), dacă se respectă condiţia $\beta - \alpha < \pi/3$ există toate cele patru intervale susmenţionate (a, b, c, d); în caz contrar b şi d dispar ceea ce modifică limitele de integrare în calculul coeficienţilor Fourier; pe (11) rămîn doar 2 intervale (b,d). Cît priveşte tensiunea rotorică u(t) ea se compune din arce ale tensiunilor înlănţuite u_{RS} şi u_{RT} pe cele patru intervale, în afara lor fiind nulă.

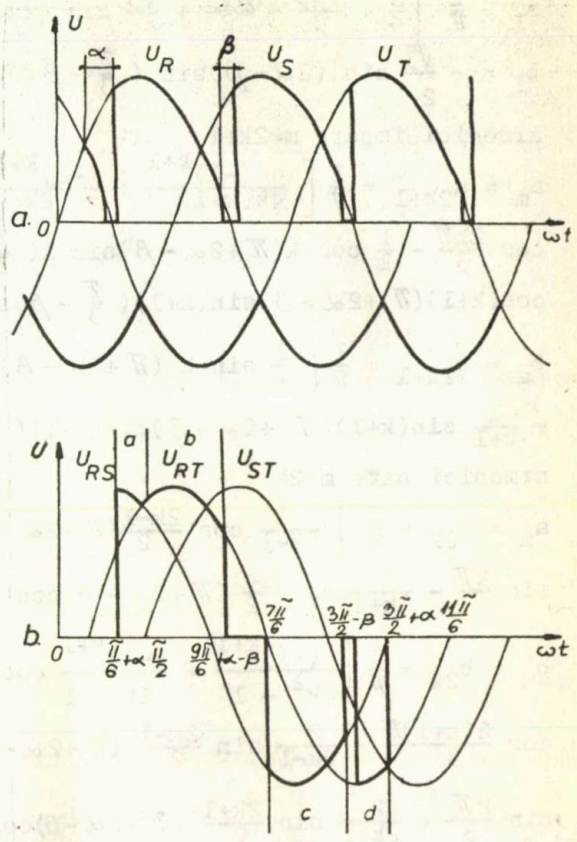


Fig.2 Explicativă de calcul a armonicilor.

3. <u>Determinarea expresiei termenilor dezvoltării în serie Fourier a tensiunii $u_R(t)$.</u>

Se calculează expresiile următorilor coeficienţi Fourier, în funcţie de unghiurile α şi β:

- termenul continuu a_o;
- coeficientul termenului în sinus al fundamentalei a_1;
- coeficientul termenului în cosinus al fundamentalei b_1;
- coeficientul termenului general în sinus a_m ($m \neq 1$);
- coeficientul termenului general în cosinus b_m ($m \neq 1$).

Din considerente de simplificare al calculul se raportează că toţi termenii la valoarea maximă a tensiunii de linie.

Relaţiile de calcul pentru coeficienţii Fourier sînt următoarele [1]:

$$a_o = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\frac{u(t)}{U\sqrt{6}}\,d(\omega t) \quad (1); \qquad a_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}\frac{u(t)}{U\sqrt{6}}\sin\omega t\,d(\omega t) \quad (2);$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}\frac{u(t)}{U\sqrt{6}}\cos\omega t\,d(\omega t) \quad (3); \qquad a_m = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}\frac{u(t)}{U\sqrt{6}}\sin m\omega t\,d(\omega t) \quad (4);$$

$$b_m = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi}\frac{u(t)}{U\sqrt{6}}\cos m\omega t\,d(\omega t) \quad (5)$$

In urma calculelor efectuate rezultă următoarele expresii ale coeficienţilor :

- pe domeniul (1) cînd $\beta-\alpha<\pi/3$, $a_o=0$

$$a_1 = \frac{1}{\pi}\left[\frac{3}{4} + \frac{\pi\sqrt{3}}{3} - \frac{\beta\sqrt{3}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(2\alpha-\beta)\sin\left(\frac{\pi}{3}-\beta\right)\right] \quad (6)$$

$$b_1 = -\frac{\sqrt{3}}{2}\sin(2\alpha-\beta)\sin\left(\frac{\pi}{3}-\beta\right) \quad (7)$$

armonici impare $m=2k+1$

$$a_m = a_{2k+1} = \frac{1}{\pi}\left[\frac{(-1)^{k+1}}{4k(k+1)} + \frac{(-1)^{k+1}}{2k}\cos\frac{2(k+1)\pi}{3} + \frac{(-1)^k}{2(k+1)}\cdot\right.$$

$$\cos\frac{2k\pi}{3} - \frac{1}{k}\cos k(\pi+2\alpha-\beta)\sin k\left(\frac{\pi}{3}-\beta\right)\sin\frac{(k-1)\pi}{3} + \frac{1}{k+1}\cdot$$

$$\left.\cos(k+1)(\pi+2\alpha-\beta)\sin(k+1)\left(\frac{\pi}{3}-\beta\right)\sin\frac{(k-1)\pi}{3}\right] \quad (8)$$

$$b_m = b_{2k+1} = \frac{1}{\pi}\left[\frac{1}{k}\sin k(\pi+2\alpha-\beta)\sin k\left(\frac{\pi}{3}-\beta\right)\sin\frac{(k-1)\pi}{3} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{k+1}\sin(k+1)(\pi+2\alpha-\beta)\sin(k+1)\left(\frac{\pi}{3}-\beta\right)\sin\frac{(k-1)\pi}{3}\right] \quad (9)$$

armonici pare $m=2k$

$$a_m = a_{2k} = \frac{2}{\pi}\left[\frac{1}{2k-1}\cos\frac{2k-1}{2}(\pi+2\alpha-\beta)\cos\frac{2k-1}{2}\left(\frac{\pi}{3}-\beta\right)\right.$$

$$\left.\sin\frac{k\pi}{3} - \frac{1}{2k+1}\cos\frac{2k+1}{2}(\pi+2\alpha-\beta)\cos\frac{2k+1}{2}\left(\frac{\pi}{3}-\beta\right)\sin\frac{k\pi}{3}\right] \quad (10)$$

$$b_m = b_{2k} = \frac{1}{\pi}\left[\frac{(-1)^{k+1}}{4k^2-1} + \frac{(-1)^{k+1}}{2k-1}\cos\frac{2(k-1)\pi}{3} + \frac{(-1)^k}{2k+1}\right.$$

$$\cos\frac{2(k+1)\pi}{3} - \frac{2}{2k-1}\sin\frac{2k-1}{2}(\pi+2\alpha-\beta)\cos\frac{2k-1}{2}\left(\beta-\frac{\pi}{3}\right)$$

$$\left.\sin\frac{k\pi}{3} + \frac{2}{2k+1}\sin\frac{2k+1}{2}(\pi+2\alpha-\beta)\cos\frac{2k+1}{2}\left(\beta-\frac{\pi}{3}\sin\frac{k\pi}{3}\right)\right] \quad (11)$$

- pe domeniul (1) cînd $\beta-\alpha>\pi/3$, $a_o=0$

$$a_1 = \frac{1}{\pi}\left[\frac{\pi\sqrt{3}}{3} - \frac{\beta\sqrt{3}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos\left(\frac{\pi}{3}+2\alpha-\beta\right)\cos\left(\frac{\pi}{6}-\beta\right)\right] \quad (12)$$

$$b_1 = -\frac{\sqrt{3}}{2\pi}\sin\left(\frac{\pi}{3}+2\alpha-\beta\right)\cos\left(\frac{\pi}{6}-\beta\right) \quad (13)$$

$$a_m = \frac{2}{\pi}\left[\frac{1}{m-1}\sin\frac{m-1}{2}\left(\frac{2\pi}{3}-\beta\right)\cos\frac{m-1}{2}\left(\frac{7\pi}{3}+2\alpha-\beta\right)\sin\frac{2m\pi}{3} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{m+1}\sin\frac{m+1}{2}\left(\frac{2\pi}{3}-\beta\right)\cos\frac{m+1}{2}\left(\frac{7\pi}{3}+2\alpha-\beta\right)\sin\frac{2m\pi}{3}\right] \quad (14)$$

$$b_m = \frac{2}{\pi}\left[\frac{1}{m+1}\sin\frac{m+1}{2}\left(\frac{2\pi}{3}-\beta\right)\sin\frac{m+1}{2}\left(\frac{7\pi}{3}+2\alpha-\beta\right)\sin\frac{2m\pi}{3} - \right.$$

$$\left. - \frac{1}{m-1}\sin\frac{m-1}{2}\left(\frac{2\pi}{3}-\beta\right)\sin\frac{m-1}{2}\left(\frac{7\pi}{3}+2\alpha-\beta\right)\sin\frac{2m\pi}{3}\right] \quad (15)$$

Pe domeniul (II) se obţin relaţii de o formă asemănătoare cu cele de mai sus.

4. Exemplu de calcul.

Pentru a se evidenţia modul în care depinde conţinutul de armonici al tensiunii rotorice, de unghiurile α şi β s-au calculat valorile primelor 5 armonici, avînd pe α pe intervalul(0-60°) şi pe β în intervalul (0-120°). Rezultatele sînt date în tabelul 1 unde s-au făcut următoarele notaţii:

- cu c_m s-a notat amplitudinea armonicii

$$c_m = \sqrt{a_m^2 + b_m^2} \qquad (16)$$

- cu k_m s-a notat raportul dintre amplitudinea armonicii de ordinul m şi fundamentală

$$k_m = c_m / c_1 \qquad (17)$$

Armonica de ordinul 3 fiind nulă nu a mai fost trecută în tabel.

Calculele au fost făcute cu ajutorul unui minicalculator TI 58 C - programabil.

Tabelul 1

$\beta°$	$\alpha°$	c_1	c_2	k_2	c_4	k_4	c_5	k_5
0	0	1,054	0,000	0,000	0,000	0,000	0,238	0,125
	1o	1,043	0,083	0,080	0,080	0,077	0,224	0,215
	2o	1,010	0,165	0,163	0,146	0,144	0,182	0,180
	3o	0,958	0,238	0,250	0,184	0,193	0,119	0,125
	4o	0,889	0,326	0,367	0,188	0,211	0,041	0,047
	5o	0,809	0,403	0,500	0,156	0,193	0,041	0,051
	6o	0,726	0,477	0,660	0,095	0,131	0,119	0,164
30	0	0,794	0,263	0,332	0,119	0,151	0,179	0,226
	1o	0,807	0,195	0,242	0,045	0,057	0,311	0,385
	2o	0,807	0,195	0,242	0,045	0,057	0,311	0,385
	3o	0,794	0,263	0,332	0,119	0,151	0,179	0,226
	4o	0,767	0,352	0,460	0,155	0,203	0,074	0,096
	5o	0,730	0,437	0,600	0,162	0,223	0,133	0,182
	6o	0,685	0,506	0,739	0,181	0,265	0,091	0,134
60	0	0,527	0,459	0,871	0,238	0,453	0,119	0,226
	1o	0,527	0,372	0,705	0,268	0,508	0,119	0,226
	2o	0,527	0,292	0,555	0,176	0,335	0,119	0,226
	3o	0,527	0,257	0,488	0,021	0,042	0,119	0,226
	4o	0,527	0,292	0,555	0,176	0,335	0,119	0,226
	5o	0,527	0,372	0,705	0,268	0,508	0,119	0,226
	6o	0,527	0,459	0,871	0,238	0,453	0,119	0,226

5. Concluzii

Calculele au dovedit existenţa unor armonici superioare de o valoare care nu permite neglijarea lor. S-a putut determina dependenţa variaţiei valorii armonicilor superioare de unghiurile α, de aprindere şi β de întîrziere a comutaţiei.

Ca o concluzie generală care reprezintă şi scopul final al lucrării trebuie subliniat faptul că, alături de celelalte considerente în stabilirea domeniilor uzuale cele mai convenabile, pentru variaţia unghiurilor α şi β trebuie avut în vedere să se folosească acele domenii pe care conţinutul în armonici este redus.

BIBLIOGRAFIE

1. Antoniu I.S., Chestiuni speciale de electrotehnică, Editura Academiei R.S.R., Bucureşti, 1956.

2. Bogoevici D., Bogoevici Gh., Asupra unei scheme de pornire a motorului asincron cu rotor bobinat, In Buletinul ştiinţific al Institutului Politehnic Cluj-Napoca, nr.22, 1979 p.28-32.

3. Puşcaşu S., Marcovici J., Mărimi şi regimuri electrice nesinusoidale, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1974.

4. Kümmel F., Electrische Antriebstechik, Springer Verlag, Berlin 1971.

5. Biringer P.P. and Slonim M.A., Determination of harmonics of convertor current and voltage waveforms (New method for Fourier Coefficient calculations), în IEEE Transactions on I.A., vol.IA-16 nov.2 March/Avril 1980, p.132-137.

6. Angot A., Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică, şi telecomunicaţii, Editura tehnică, Bucureşti, 1966.

Primită la redacţie la 13 martie 1982.

HARMONIC ANALYSIS OF THE ROTOR VOLTAGE FOR THE SLIPRING INDUCTION MOTOR STARTING USING A HALF CANTROLIED RECTIFIER BRIDGE IN THE SECONDARY CIRCUIT

Abstract

This starting methode propose replacement of the rotoric rheostat by a half controlled bridge.

In the paper the harmonic spectrum of the rectified voltage from the secondary circuit is analysed, and the expression of harmonics depending of the firing angle α and forced commutation angle β is determined.

In the practic exemple the values of harmonic coefficients is computed and the conclusion is that in the majority of the real situations the high-order harmonies be neglected in account by the fundamental frecquency.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27 (41) ELECTROTEHNICA 1982

APLICAREA UNOR METODE DE AMPLASARE OPTIMA A CENTRELOR DE ALIMENTARE CU ENERGIE ELECTRICA PENTRU CONSUMATORI PREDETERMINATI STATISTICO-PROBABILISTIC

Velicescu C.

1. Introducere

Determinarea arhitecturii optime tehnico-economice a reţelelor electrice impune predeterminarea cît mai exactă a sarcinii electrice de calcul. Prezentul articol expune un program de calcul aplicînd o metodă matematică combinată, determinist-probabilistică, de localizare geografică şi de apreciere a puterii electrice a consumatorilor amplasînd apoi centrele de alimentare.

2. Predeterminarea sarcinii electrice

Prin specificul lor, metodele analitice de apreciere necesarului de putere vor converti în mod artificial într-o tratare deterministă un proces de tip probabilistic.

Nu se pot considera în analiză noii consumatori care apar în perioada de studiu considerată, atît ca ordin de mărime a puterii lor, cît şi ca amplasare geografică. Acest ultim aspect avînd un pronunţat caracter aleatoriu se abordează cu metode probabilistice, una din cele mai uzuale fiind metoda Monte Carlo. Acest proces aleatoriu trebuie însă orientat spre realităţile sistemului electroenergetic.

In această direcţie se apelează la distribuţia statistică a marilor consumatori repartizaţi după mărimea puterii lor electrice. O astfel de analiză cu privire la sistemul electroenergetic al RSR reprezentată în fig.1, [1], arată că există o mică variaţie pentru doi ani de studiu diferiţi a acestei repartiţii procentuale.

Ponderii procentuale a unei grupe de consumatori i se atribuie noţiunea de probabilitate de apariţie de noi consumatori în această grupă de putere.

In consecinţă, printr-un procedeu probabilistic de tip Monte-Carlo se generează numere aleatorii uniform repartizate.Unui astfel de număr aleatoriu îi va corespunde apariţia unui nou mare consumator aparţinînd grupei de putere corespunzătoare intervalului de probabilitate în care se încadrează numărul generat. Puterea electrică a noului consumator, în cadrul grupei de putere de care aparţine, se poate determina acceptînd o anumită lege de repartiţie.

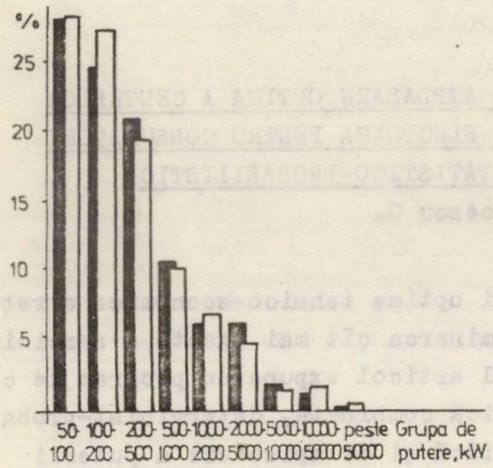


Fig.1. Distribuţia procentuală a grupelor de consumatori

Amplasarea geografică a noului mare consumator astfel obţinut se poate face tot printr-un procedeu asemănător, prin generarea unei perechi de numere aleatorii uniform repartizată, reprezentînd poziţia unităţii geografice.Procedeul astfel iniţiat va fi stopat prin compararea cu putere electrică totală limită care se consideră a fi posibil instalată în zona geografică investigată.

3. <u>Determinarea amplasării optime a centrelor de alimentare cu energie electrică</u>

Centrele de alimentare pot fi staţii electrice, dacă se investighează zone consumatoare întinse sau posturi de transformare dacă se analizează consumatori localizaţi. In funcţie de rezultatele obţinute şi de condiţiile concrete de racordare la sistemul electroenergetic va rezulta şi configuraţia reţelelor de medie tensiune, în primul caz, sau de joasă tensiune în ultima variantă.

Separarea soluţiei optime se face pe principiul "procedurii de exploatare prin separare şi evaluare progresivă"[2]:

- aplicarea unui principiu de separare care să permită ca din mulţimea tuturor deciziilor posibile Ω să se separe submulţimi A care cuprind totalitatea deciziilor realizabile;
- aplicarea unor criterii de selecţie care să preleveze

părţi ale lui A supuse din nou principiului de separare.

Se defineşte o funcţie obiectiv φ: A → F, decizia a ∈ A fiind separată de decizia a' ∈ A dacă $\varphi(a) < \varphi(a')$, în acceptiunea că optimul se obţine prin minimizarea funcţiei obiectiv.

Pentru accelerarea procesului iterativ, pentru poziţiile fixate iniţial $\underline{Z}^0$ şi a sectoarelor iniţiale, poziţiile următoare ale centrelor de alimentare $\underline{Z}^1$ se calculează ca fiind centrul electric al sarcinilor.

4. Rezultate de calcul

Prima aplicare a metodologiei expuse se referă la o zonă geografică încadrată într-un patrat cu latura de 32 Km, de o suprafaţă de aproximativ 32 x 32 = 1024 Km^2. Unitatea de suprafaţă a fost aleasă un patrat cu latura de 4 Km, în centrul acestuia fiind concentrată sarcina electrică.

Consumul total de energie a fost împărţit ca provenind din: a) consum edilitar, casnic şi asimilat considerat drept consum specific pe cap de locuitor ; b) consumul marilor consumatori industriali.

Pentru o mai mare mobilitate a analizei făcute, perioada de investigaţie a fost împărţită în două etape.

Pentru prima etapă se consideră pentru fiecare unitate geografică definită, ritmuri independente de creştere a populaţiei, a consumului specific de categorie a) cît şi a consumului de tip b). Pentru această etapă s-a considerat şi apariţia de consumatori de putere şi poziţie geografică cunoscută.

In etapa a doua s-a ales alte ritmuri de dezvoltare ale consumatorilor , evidenţiind astfel caracterul de stabilizare a creşterii acestora. Consumul creşte acum şi prin apariţia de noi consumatori de putere şi amplasare stabilită aleatoriu.

Pentru generarea de numere pseudoaleatorii uniform repartizate s-a folosit un algoritm multiplicativ aflat în uzanţa ISPE, de forma : $x_{i+1} = b_o \cdot x_i \pmod P$ (1)
cu $b_o = 65539$ şi $P = 2^{31}-1$. Pentru a asigura un caracter cît mai aleatoriu numerelor generate, declanşarea acestui proces se face prin apelarea la un subprogram numit TIME.

Numerele generate sînt restrînse pe intervalul [o,1], atunci cînd ele au semnificaţia unei probabilităţi de apariţie a consumatorilor şi pe intervalul [o,8] atunci cînd ele reprezintă poziţia geografică a consumatorului considerat.

Grupele de mari consumatori industriali au fost adoptate în număr de 7, conform cu repartiţia procentuală din fig.1.Puterea efectivă a consumatorului în cadrul grupei de putere a fost obţinută prin interpolare liniară faţă de puterile limită ale grupei respective.

Pentru a găsi o tendinţă în localizarea şi mărimea puterii consumatorilor, această parte a programului de calcul este reluată în 3o de variante.

Acestei situaţii de amplasare a consumatorilor i se aplică metodologia de determinare optimă a localizării staţiiloe electrice de distribuţie.

Funcţia obiectiv este aleasă ca fiind suma momentelor electrice a sarcinilor :

$$\varphi(Z) = \sum_{\ell=1}^{NSM} \sum_{K=1}^{M} P_c(K).d_{K,\ell} = \sum_{\ell=1}^{NSM} \sum_{K=1}^{M} P_c(K).\left|\underline{Z}(\ell)-\underline{Z}_c(K)\right| \quad (2)$$

unde M este numărul maxim de consumatori, NSM este numărul maxim de staţii, iar însumarea produselor se face numai pentru consumatorii din cadrul sectorului stabilit.

Formarea sectorului în jurul centrului desemnat se face pe baza distanţei minime a consumatorului faţă de poziţia staţiilor.

Restricţiile în formarea sectorului sînt :

a) Un consumator este alimentat de la o singură staţie.

b) Suma puterilor consumatorilor aferenţi unui sector să nu depăşească puterea instalată în staţie, adică:

$$\sum_{K} P_c(K) \leq P(\ell) \quad , \quad \ell = 1,2 \ ,\ldots, \ NMS \qquad (3)$$

In cazul cînd puterea consumatorilor depăşeşte pe cea a staţiei, se aplică separarea consumatorilor aferenţi.

După stabilizarea formării sectoarelor, pentru determinarea poziţiei optime a staţiilor pe suprafaţa geografică a acestora, s-a aplicat metoda gradientului local [3]. Metoda determină vectorul de poziţie al staţiei, astfel :

$$\hat{\underline{Z}}_\ell = \frac{1}{\sum_{j\in\ell} \frac{P_j}{d_j} \cdot \underline{Z}_j} \cdot \sum_{j\in\ell} \frac{P_j \cdot \underline{Z}_j}{\sqrt{(\underline{Z}_\ell - \underline{Z}_j)^2}} \qquad (4)$$

unde P_j este sarcina consumatorilor afectaţi staţiei ℓ , şi $\underline{Z}_j$ vectorul de poziţie al acestor consumatori, iar însumarea se referă la consumatorii aferenţi staţiei.

Rezolvarea ecuaţiilor (4) s-a făcut iterativ [3] cu un pro-

ces de recurență de forma :

$$\hat{\underline{Z}}^{q+1} = \hat{\underline{Z}}^{q} + \frac{1}{\sum_{j\in\ell} \frac{P_j}{d_j} \cdot \underline{Z}_j} \cdot \sum_{j\in\ell} (\underline{Z}_j - \hat{\underline{Z}}^{q})^{o} \cdot P_j \qquad (5)$$

unde $(\underline{Z}_j - \hat{\underline{Z}}^{q})^{o}$ este un vector de modul unitar.

Prima parte a programului determină sarcinile de calcul a căror valoare medie este dată în tabelul nr.1.

Tabelul 1

Coordonatele geografice	3-1	1-2	2-2	4-2	5-2	6-2	3-3	3-6	4-7	2-4	3-4	7-4
Puterea /MW/	o,2	o,5	6,6	1,3	1,o	5,o	7,3	6,8	3,o	1,2	5,8	3,o

7-4	8-4	5-5	7-5	8-5	2-6	3-6	4-6	7-6	3-7	4-7	6-7	3-8
3,o	1,o	1,6	27,3	16	1,o	31,2	34,1	1,o	4o,6	31,9	1,2	2,o

Curba de probabilitate de apariție a grupelor de consumatori, pentru primele lo variante constînd din 237 de extrageri de numere pseudoaleatorii, este redată în fig.2.

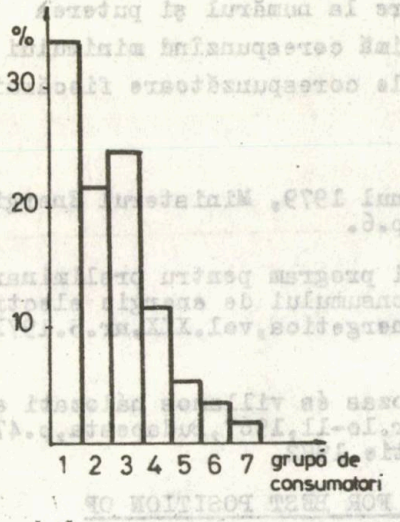


Fig.2. Distribuția consumatorilor obținută pseudoaleatoriu

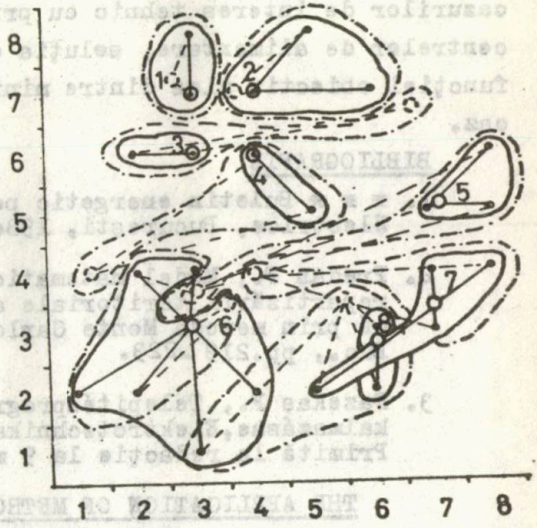


Fig.3. Plasarea inițială și finală a stațiilor electrice

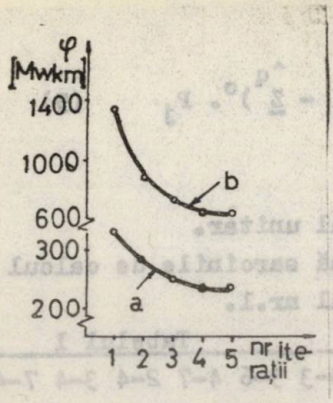


Fig.4. Variaţia funcţiei obiectiv

Pentru deservirea zonei consumatoare au fost alese 8 staţii.

La o amplasare iniţială întîmplătoare a staţiilor, dar orientată în sensul apropierii staţiilor de putere mare faţă de zonele de consum ridicat, s-au obţinut rezultatele ilustrate în fig.3. Dacă poziţia iniţială a staţiilor este aleasă cu totul arbitrar, configuraţia sectoarelor şi poziţia finală a staţiilor poate fi alta şi funcţia obiectiv are o valoare stabilizată mai mare, cazul b din fig.4.

5. Concluzii

Programul de calcul elaborat pe baza metodelor expuse rezolvă probleme de extindere a unor sisteme electrice existente şi alimentarea marilor consumatori industriali nou construiţi. Aplicarea extinsă a programului elaborat pretinde calculul tuturor cazurilor de interes tehnic cu privire la numărul şi puterea centrelor de alimentare, soluţia optimă corespunzînd minimului funcţiei obiectiv ales dintre minimele corespunzătoare fiecărui caz.

BIBLIOGRAFIE

1. *** Buletin energetic pe anul 1979, Ministerul Energiei Electrice, Bucureşti, 1980, p.6.

2. Predan F., Model matematic şi program pentru preliminarea repartizării teritoriale a consumului de energie electrică prin metoda Monte Carlo, Energetica, vol.XIX, nr.5.1971, Buc., pp.219-223.

3. Fazekas F., Telepitésprogramozas és villamos hálozati alkalmazásae, Elektrotechnika, nr.10-11, 1967, Budapesta, p.473.

Primită la redacţie la 9 martie 1982.

THE APPLICATION OF METHODS FOR BEST POSITION OF ELECTRICAL POWER CENTRES WITH STATISTICAL - PROBABILITY LOADS PREDETERMINATION

Abstract

The work presents a method and calculation programme for electrical loads determination, considering the sort of electrical loads appearance at random in geographical fortuitous positions. In the second part, it is optimum placed electrical stations, using the minimized purposing function.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic „Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

LA DÉTERMINATION D'EMPLACEMENT DU MOYEN DU REGLAGE DE LA PUISSANCE RÉACTIVE DANS LES RÉSEAUX ELECTRIQUES DES CONSOMMATEURS INDUSTRIELS.

Buta A., Moga M., David G. *)

1. Introduction.

La compensation de la puissance réactive représente une voie très importante pour diminuer les c.p.t., et de même l'amélioration de la qualité de la tension, mais dans une plus faible mesure. Pratiquemment, les consommateurs sont obligés par des normatifs, de compenser la puissance réactive jusqu'à la valeur neutrale de $\cos\varphi$ (chez nous, 0,92). Pour celà, la solution optimale du point de vue technique, est la fourniture de la puissance réactive par des sources (batteries de condensateurs) localisées à coté du chaque transformateurs BT/MT [1]- [3].

Mais la puissance réactive appelée, n'est pas constante, elle varie, en général, durant le jour en limites assez larges; on dit la courbe de charge journalière. De cette raison, il est possible l'apparition de la sous-et-surcompensation des régimes, qui présentent des conséquences défavorables sur le fonctionnement du réseau et des consommateurs [4], [5].

Pour éviter cettes choses il est nécessaire d'introduire le réglage de la puissance réactive. Pour solutionner les problèmes imposés par le réglage de la puissance réactive fournie par les sources de puissance réactive qu'existent dans le réseau d'alimentation d'un consommateur industriel, il est nécessaire dans la première étape de déterminer l'emplacement du moyen de réglage

*) Intreprinderea de vagoane Arad
Str. Aurel Vlaicu nr.41-43,
2900 Arad - România

Dans cet article s'expose une npuvelle méthode pour déterminer l'emplacement optimal du moyen de réglage de la puissance réactive.

2. La présentation de la méthode.

La détermination d'emplacement des sources de puissance réactive pour la compensation, a représenté le sujet des nombreux articles [3],[4],[6], la solution optimale étant celle qui a conduit aux dépenses globales minimales, qui constituent d'un part, la somme des coûts d'achat et d'exploitation des condensateurs et de leur appareillage annexe, et de l'autre part, le coût actualisé des pertes dans les réseaux de distribution [2].

Quoique, la solution optimale du point de vue de la réduction c.p.t. este d'emplacer des dispositifs pour le réglage automatique de la puissance réactive dans tous les noeuds qui disposent des sources de puissance réactive, cette solution n'est pa possible parce que:

- l'établissement des dispositifs automatiques pour le réglage, s'effectue après l'établissement des sources de puissance réactive. Par suite à l'augmentation de la valeur neutrale de $\cos\varphi$, actuellement la situation des réseaux de distribution correspond à une dotation satisfaisante avec des sources de puissance réactive, en grand nombre des cas, étant excédentaire;
- le coût élevé pour introduire le réglage automatique de la puissance réactive;
- la détérioration plus accentuée d'appareillage de commutation des sources de puissance réactive dans les régimes de fonctionnement;
- l'éfficacité différente de réglage automatique de la puissance réactive sur c.p.t., en fonction de la place d'emplacement.

Comme une conséquence de cettes considérations se pose le problème d'établissement pour un réseau de distribution donné, prévu avec des sources de compensation de puissance réactive, la place optimale d'emplacement du dispositif pour le réglage automatique de la puissance réactive est exactement la place dans laquelle l'éfficacité de l'action de réglage est maxime.

Dans cet but, on considère un réseau de distribution radiale, qui fournit L'énergie des consommateurs industriels de même sorte (figure 1.a), chacun ayant les sources de puissance réactive.

Si on considère dans une première étape les sources de puissance réactive constantes, alors les variations de la puissance active conformemment aux courbes de charge journalière, détermineront

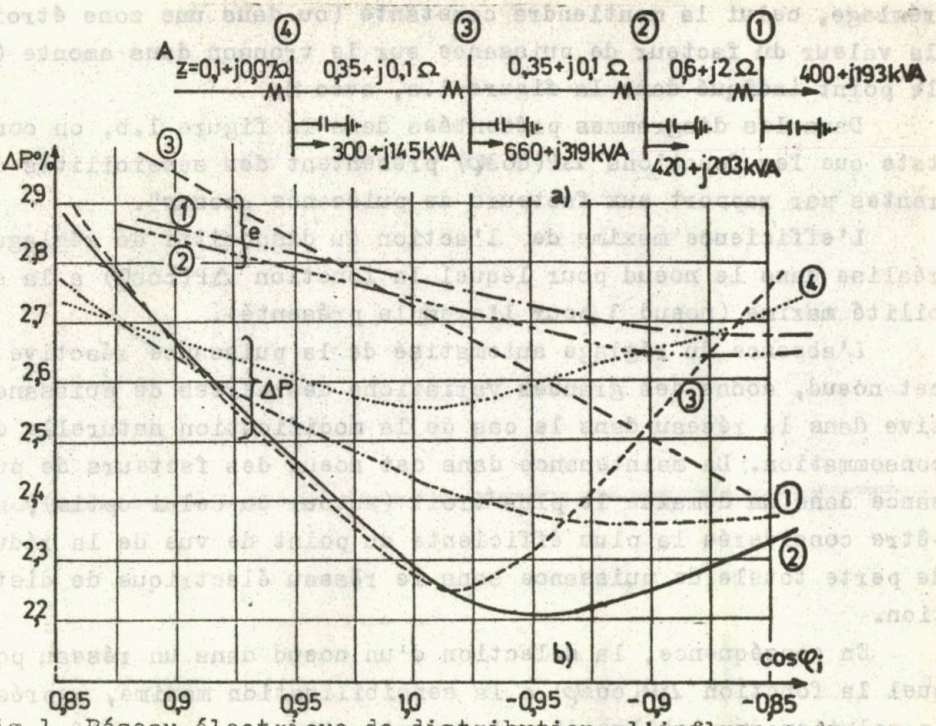


Fig.1. Réseau électrique de distribution, l'influence du facteur de puissance sur les pertes actives, pour les diverses places d'emplacement du moyen du réglage de la puissance réactive.

des grandes variations du facteur de puissance, de la puissance qui traverse les tronsons du réseau, et en conséquence, le changement de c.p.t. Pour déterminer la dépendance de la perte totale de puissance active dans le réseau en fonction de facteur de puissance de la puissance qui traverse quelque tronson, on a effectué le calcul des pertes de tension et de puissance, en considérant la représentation complète du réseau, à l'aide d'un programme de calcul, pour différentes valeurs du facteur de puissance sur le tronson.

Pour le régime de charge du réseau indiqué dans la fig.1.b, nous avons déterminé les pertes pourcentuelles de la puissance active:

$$\Delta P^{\%} = \frac{PA_4 - \sum_1^4 P_{ci}}{\sum P_{ci}} \cdot 100$$

en considérant les différentes valeurs du facteur de puissance sur chaque tronson.

Nous avons tracé les dépendances $\Delta P = f(\cos\varphi)$ en égard du fait que par l'installation dans un certain noeud du dispositif pour le

réglage, celui la mentiendra constante (ou dans une zone étroite) la valeur du facteur de puissance sur le tronson dans amonte (sur le point indiqué dans la figure 1.a, avec M.

Dans les diagrammes présentées dans la figure 1.b, on constate que les fonctions $\Delta P(\cos\varphi)$ présentent des sensibilités différentes par rapport aux facteurs de puissance „cosφ".

L'efficience maxime de l'action du dispositif de réglage se réalise dans le noeud pour lequel la fonction $\Delta P(\cos\varphi)$ a la sensibilité maxime (noeud 3 pour l'exemple présenté).

L'absence du réglage automatisé de la puissance réactive dans cet noeud, donne des grandes variations des pertes de puissance active dans le réseau dans le cas de la modification naturelle de la consommation. La maintenance dans cet noeud des facteurs de puissance dans un domaine le plus étroit (autour du celui optim), peut-être considerée la plus éfficiente du point de vue de la réduction de perte totale de puissance sans le réseau électrique de distribution.

En conséquence, la sélection d'un noeud dans un réseau pour lequel la fonction $\Delta P(\cos\varphi)$ à la sensibilisation maxime, représente la solution du problème d'emplacement optim du dispositif de réglage.

En considérant quelques hypothèses simplificatrices généralement acceptées (présentées dans l'annexe), la fonction $\Delta P(\cos\varphi)$ représente l'équation d'une parabole, dont la sensibilité par rapport au cosφ est caracterisée par l'indicateur $C = d^2\Delta P/d(tg\varphi)^2$ (grandeur proportionnelle avec la concavité de la courbe). Pour des valeurs des facteurs de puissance appropriées de celles naturelles des consommateurs, la sensibilité des fonctions $\Delta P(\cos\varphi)$, peut-être aussi appréciée par l'équivalent énergetique „e" de la puissance réactive, défini comme la dérivée de la perte de puissance par rapport à la Puissance réactive véhiculée (fig.1.b).

Mais l'appréciation du lieu optime pour l'emplacement du dispositif de réglage à base du l'équivalent énergetique de la puissance réactive représente les suivants inconvénients:

- le coéfficient énergétique de la puissance dépend de la valeur de puissance réactive qui traverse les élements du réseau. Sa détermination doit-être faite pour un régime de charge particulier (correspondant au débranchement des toutes les sources de puissance réactive);
- pour le calcul des valeurs du coéfficient énergetique de la puissance réactive, il est nécessaire aussi la détermination des puis-

sances réactives absorbées par les consommateurs, moins les paramètres du réseau et du régime de charge active.

L'ouvrage propose l'utilisation d'une méthode originelle simplifiée, pour établir l'emplacement optime du moyen de régalge de la puissance réactive.

De cette raison, en considérant un réseau électrique radiale avec „n" noeuds, on a déduit l'expression de la perte totale(ΔP_K) de puissance qui traverse quelque tronson K du réseaux, en admettant les suivantes hypothèses: - dans tous les noeuds des réseaux, la tension (U) este considerée constante; - par l'évaluation des pertes de la puissance active dans les moyens de compensation, les pertes de puissance active spécifique dans la batterie de condensateurs (p_c) sont consididerées constantes.

En conséquence, si le noeud „K" est donné avec du réglage de la puissance réactive:

$$\Delta P_K = \frac{1}{U^2}\left[\sum_{i=1}^{n} R_i P_i^2 + \sum_{i=1}^{K-1} R_i Q_i^2 + p_c^2\, tg^2\varphi . P_K + \sum_{i=K+1}^{n} \left(\sum_{j=K+1}^{i} q_j + P_K tg\varphi \right)^2 R_i \right] + p_c \cdot Q_K \qquad (21)$$

où: P_i et Q_i - la puissance active et réactive qui traverse la branche "I";

q_i - la puissance réactive consommée dans le noeud „i";

Q_K - la puissance réactive débitée par le réglage de la source de compensation.

Donc:

$$C = \frac{d^2(\Delta P_K)}{d(tg\varphi)^2} = \frac{1}{U^2}\left[2 P_K^2 \sum_{I=K}^{n} P_i\right] \qquad (22)$$

L'indicateur "C" on constate qu'il dépend des paramètres du réseau et de la puissance active P_K, qui traverse le tronson dans amonte à l'égard du noeud K.

Il résulte la facilité de déterminer sa valeur pour les différents régimes de charge active du réseau, en considérant que l'application pratique de cet critère, implique le calcul d'indicateur "C" pour chaque noeud (moyen possible d'emplacement du dispositif de réglage) et pour tous les régimes semnificatifs de charge à puissance active du réseau.

Suivant la minimalisation de perte d'énergie électrique dans le réseau de distribution, on constate l'utilité d'un indicateur moyen pondéré, C_{mp}, en considérant les indicateurs C_i des ceux "n" régimes de charge active semnificative, dans une période de temps T donnée. Les coéfficients de pondération étant les périodes des

temps t_i, de chaque régime de charge il résulte:

$$C_{mp} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{n} C_i . t_i \qquad \text{où:} \quad T = \sum_{i=1}^{n} \Delta t_i$$

Si on utilise la relation (2.2) pour le réseau dans la figure 1, ils résultent les suivantes valeurs pour l'indicateur „C":

Le noeud:	1	2	3	4
$C/1o^3$,	1,12	1,345	2,464	o,792

Ces résultats indiquent le noeud 3 comme lieu optime pour l'emplacement du moyen de réglage, résultat confirmé aussi par la forme des courbes $\Delta P(\cos \varphi)$ figure 1.b.

3. Conclusions.

La méthode présentée est une méthode originelle, simplifiée, pour établir l'emplacement optime du moyen de réglage de la puissance réactive. Dans cet but, on a défini un indicateur C, qui permet l'appréciation de l'efficience d'emplacement du moyen de réglage, en divers noeuds des réseaux électriques de distribution analisés.

BIBLIOGRAPHIE

1. Poeată A., ş.a., Transportul şi distribuţia energiei electrice, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1981.

2. ***, Instrucţiuni privind compensarea puterii reactive la consumatorii industriali şi similari, MEE, PE 931/75.

3. Cîrţînă Gh., Contribuţii la elaborarea modelului matematic al repartizării optimale a surselor reactive în reţelele de distribuţie, Energetica, 27, 1979, Nr.1-2, pp.63-66.

4. Poeată A., ş.a., Algoritm şi program pentru optimizarea repartizării surselor reactive în reţelele urbane, Energetica, 27, 1979, Nr.1-2, pp. 66-71.

5. Cristea H., ş.a., Indicatori privind efectele comportării consumatorilor industriali asupra regimului de compensare în nodurile reţelei, Energetica 27, 1979, Nr.1-2, pp.46-52.

6. Buta A., Moga M., Reglajul compensării puterii reactive în posturile de transformare ale I.V.Arad, Contract de asistenţă tehnică, 1981.

Primită la redacţie la 27 aprilie 1982.

DETERMINAREA LOCULUI DE AMPLASARE A MIJLOCULUI DE REGLARE A PUTERII REACTIVE IN R.E. ALE CONSUMATORILOR INDUSTRIALI.

Rezumat

In lucrare se prezintă o metodă originală simplificată, de determinare a locului de amplasare a mijlocului de reglare a puterii reactive, bazată pe calculul derivatei a doua a pierderilor de putere activă.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

CALCULUL DEFECTELOR SIMULTANE CONSTITUITE DINTR-O INTRERUPERE DE FAZA SI UN SCURTCIRCUIT MONOFAZAT

Bere I.

1. Introducere

In funcţionarea reţelelor electrice sînt posibile situaţiile cînd există simultan două defecte, cum ar fi o întrerupere de fază şi o punere la pămînt sau scurtcircuit monofazat. Astfel de situaţii pot să apară, de exemplu, în cazul reţelelor de medie tensiune cu neutrul tratat cînd unul din conductoarele de fază, în deschiderea liniei, se rupe şi cade pe pămînt.

Defectele simultane nu pot fi tratate independent, pe rînd, iar ulterior să se suprapună rezultatele parţiale obţinute, deoarece fiecare defect simplu afectează tensiunile şi curenţii celuilalt defect. In lucrare se prezintă o metodă de calcul a defectelor simultane constituite dintr-o întrerupere de fază şi un scurtcircuit monofazat sau punere la pămînt.

2. Schemele de secvenţă în cazul scurtcircuitului nesimetric simultan cu o întrerupere

Evidenţiind cele două defecte, reţeaua poate fi privită ca un cuadripol (fig.1) cu bornele de acces K şi H pentru scurtcircuit, respectiv M şi N pentru întreruperea conductorului. Pentru scurtcircuit mărimile se notează cu indicele k, iar pentru întrerupere cu indicele j. Mărimile nesimetrice, specifice defectelor nesimetrice luate în considerare vor fi descompuse în componente de secvenţă directă (1), inversă (2) şi omopolară (0).

Relaţiile dintre tensiunile şi curenţii cuadripolului din fig.1 pot fi exprimate [1] prin două ecuaţii, de exemplu, sub forma:

$$\underline{U}_k = \underline{Z}_{kk}\underline{I}_k + \underline{Z}_{kj}\underline{I}_j \; ; \quad \underline{U}_j = \underline{Z}_{jk}\underline{I}_k + \underline{Z}_{jj}\underline{I}_j \; , \qquad (1\text{-}2)$$

unde coeficienţii sînt impedanţele cuadripolului. In relaţiile

(1) şi (2) mărimile sînt scrise fără indicii secvenţelor, ele putînd fi particularizate la nevoie.

Pe baza principiului reciprocităţii [1] rezultă

$$\underline{Z}_{kj} = -\underline{Z}_{jk} \qquad (3)$$

Schemele echivalente pentru secvenţa inversă şi omopolară pot fi reduse la scheme elementare simple. De exemplu, în cazul unui scurtcircuit simultan cu o întrerupere pe aceeaşi linie se poate obţine [3] , după reducere, schema elementară din fig.2. Din această schemă, coeficienţii ecuaţiilor (1) şi (2) sînt:

$$\underline{Z}_{kk}=\underline{Z}_{HL}+\underline{Z}_{KL};\ \underline{Z}_{jj}=-(\underline{Z}_{KL}+\underline{Z}_{LM}+\underline{Z}_{KN});\ \underline{Z}_{kj}=-\underline{Z}_{jk}=-\underline{Z}_{KL} \qquad (4\text{-}6)$$

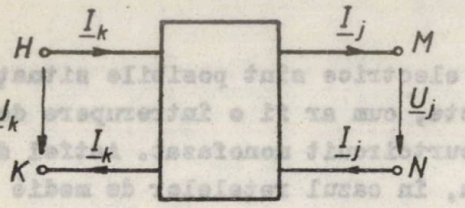


Fig.1. Cuadripolul echivalent

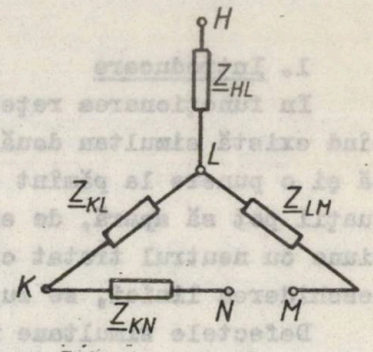


Fig.2 Schema redusă

3. Ecuaţiile improprii de secvenţă directă

Pentru o serie de cazuri de defecte simultane pot fi întocmite scheme pentru secvenţa directă, în care, în punctele de defect sînt conectate schemele echivalente ce se compun din parametrii schemelor de secvenţă inversă şi omopolară (şuntul de avarie). Metodologia este raţională şi pentru calculul curenţilor şi tensiunilor în cazul unui scurtcircuit simultan cu o întrerupere, evident luînd în considerare particularităţile acestui tip de defect dublu.

Întocmirea schemelor de calcul pentru secvenţa directă, în cazul unui scurtcircuit simultan cu o întrerupere, se face pornind de la două ecuaţii care leagă tensiunile şi curenţii în punctele de defect:

$$\underline{U}_{1k}=\underline{S}_{kk}\underline{I}_{1k}+\underline{S}_{kj}\underline{I}_{1j};\ \underline{U}_{1j}=\underline{S}_{jk}\underline{I}_{1k}+\underline{S}_{jj}\underline{I}_{1j} \qquad (7\text{-}8)$$

Expresiile (7) şi (8) se determină din cele zece ecuaţii care leagă tensiunile şi curenţii în punctele de defect: trei sînt determinate din condiţiile la limită în punctul de scurtcircuit, trei din condiţiile la limită în punctul de întrerupere, două din

schema de secvenţă inversă şi două din schema de secvenţă omopolară. Din cele zece ecuaţii independente, cu douăsprezece necunoscute (cîte trei componente ale curenţilor şi tensiunilor în fiecare punct de nesimetrie) se elimină opt necunoscute - tensiunile şi curenţii de secvenţă inversă şi omopolară aferente celor două defecte, după care se obţin relaţiile (7) şi (8). Acestea exprimă legătura dintre tensiunile şi curenţii de secvenţă directă prin intermediul unor coeficienţi ce se determină exclusiv din impedanţele schemelor de secvenţă inversă şi omopolară. Ecuaţiile (7) şi (8) sînt numite ecuaţii improprii ale secvenţei directe, întrucît ele nu pot fi obţinute din schema de secvenţă directă.

4. Determinarea coeficienţilor ecuaţiilor improprii de secvenţă directă

Coeficienţii ecuaţiilor (7) şi (8) se vor determina prin rezolvarea sistemului de ecuaţii stabilite pentru schemele de secvenţă inversă şi omopolară.

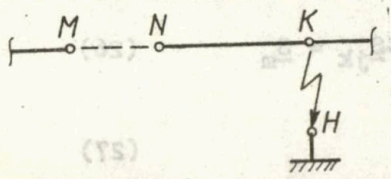


Fig.3. Porţiune din reţea

In fig.3 se prezintă o porţiune din schema monofilară de bază a reţelei în care are loc un defect dublu: scurtcircuit şi întrerupere pe aceeaşi fază. Intre punctele M şi N are loc întreruperea fazei, iar între K şi H scurtcircuitul monofazat, ambele defecte fiind considerate în acelaşi timp.

La scrierea relaţiilor pentru locurile de defect se ia faza „a" ca fază de referinţă şi, de asemenea, se consideră că întreruperea simultană cu scurtcircuitul monofazat apar pe faza „a". Considerînd că scurtcircuitul este fără rezistenţă de trecere între fază şi pămînt, se scriu relaţiile:

$$\underline{I}_{kb} = 0 \; ; \quad \underline{I}_{kc} = 0 \; ; \quad \underline{U}_{ka} = 0 \qquad (9\text{-}11)$$

$$\underline{I}_{ja} = 0 \; ; \quad \underline{U}_{jb} = 0 \; ; \quad \underline{U}_{jc} = 0 \qquad (12\text{-}14)$$

Introducînd şi o rezistenţă de trecere între fază şi pămînt, relaţiile se scriu la fel dacă rezistenţa de trecere se consideră ca o parte a schemei corespunzătoare secvenţei respective. In acest fel, scurtcircuitul real, cu rezistenţă de trecere, se înlocuieşte cu un scurtcircuit net, dar considerat după rezistenţa de trecere.

Din relaţiile (9-11) şi (12-14) vor rezulta relaţiile (15-17) şi (18-2o).

$$\underline{I}_{oka}=\underline{I}_{1ka} \; ; \; \underline{I}_{2ka}=\underline{I}_{1ka} \; ; \; \underline{U}_{oka}+\underline{U}_{1ka}+\underline{U}_{2ka}=0 \qquad (15\text{-}17)$$

$$\underline{I}_{oja}+\underline{I}_{1ja}+\underline{I}_{2ja}=0 \; ; \; \underline{U}_{oja}=\underline{U}_{1ja} \; ; \; \underline{U}_{2ja}=\underline{U}_{1ja} \qquad (18\text{-}2o)$$

Particularizînd relaţiile (1) şi (2) pentru secvenţele inverse şi omopolară rezultă:

$$\underline{U}_{2ka}=\underline{Z}_{2kk}\underline{I}_{2ka}+\underline{Z}_{2kj}\underline{I}_{2ja}; \; \underline{U}_{2ja}=\underline{Z}_{2jk}\underline{I}_{2ka}+\underline{Z}_{2jj}\underline{I}_{2ja} \qquad (21\text{-}22)$$

$$\underline{U}_{oka}=\underline{Z}_{okk}\underline{I}_{oka}+\underline{Z}_{okj}\underline{I}_{oja}; \; \underline{U}_{oja}=\underline{Z}_{ojk}\underline{I}_{oka}+\underline{Z}_{ojj}\underline{I}_{oja} \qquad (23\text{-}24)$$

In continuare, pentru simplificarea notaţiilor, nu se va mai nota indicele „a" atunci cînd este vorba despre mărimi pentru faza „a", faza de referinţă.

Folosind relaţiile (15-24) şi ţinînd cont de (3) rezultă relaţiile (7) şi (8), în care pentru coeficienţii $\underline{S}_{kk}$, $\underline{S}_{kj}$ şi $\underline{S}_{jj}$ se obţin valorile:

$$\underline{S}_{kk}=-\underline{Z}_{2kk}-\underline{Z}_{okk}-\frac{(\underline{Z}_{2kj}-\underline{Z}_{okj})^2}{\underline{Z}_{2jj}+\underline{Z}_{ojj}} \qquad (25)$$

$$\underline{S}_{kj}=\frac{\underline{Z}_{2jj}\underline{Z}_{okj}+\underline{Z}_{2kj}\underline{Z}_{ojj}}{\underline{Z}_{2jj}+\underline{Z}_{ojj}}=-\underline{S}_{jk}=\underline{S}_{m} \qquad (26)$$

$$\underline{S}_{jj}=-\frac{\underline{Z}_{2jj}\underline{Z}_{ojj}}{\underline{Z}_{2jj}+\underline{Z}_{ojj}} \qquad (27)$$

Coeficientul mutual $\underline{S}_{kj}$ s-a notat cu $\underline{S}_{m}$.

5. Intocmirea schemei echivalente de calcul

Ecuaţiile improprii (7) şi (8) pentru defecte caracterizate prin relaţia $\underline{S}_{kj}=-\underline{S}_{jk}=\underline{S}_{m}$ pot fi reprezentate prin schemele echivalente sub formă de stea. Pentru întocmirea unor astfel de scheme este necesar, în completarea relaţiilor (7) şi (8), să se găsească, pe baza schemei pentru secvenţa directă, încă o ecuaţie de legătură între tensiunile şi curenţii de secvenţă directă, în punctele de defect, de exemplu sub forma:

$$\underline{U}_{1N}=\underline{G}'_{1k}\underline{I}_{1k}+\underline{G}'_{1j}\underline{I}_{1j}+\underline{Q}'_{1}\underline{U}_{1k} \qquad (28)$$

Coeficienţii $\underline{G}'_{1k}$, $\underline{G}'_{1j}$ şi $\underline{Q}'_{1}$ se determină în funcţie de parametrii schemei de secvenţă directă, redusă faţă de punctele de defect.

Pe baza relaţiilor (7), (8) şi (28) se pot exprima tensiunile de secvenţă directă ale punctelor K, N şi M, fig.1, în raport cu punctul neutru H, în funcţie de curenţii $\underline{I}_{1k}$ şi $\underline{I}_{1j}$.

$$\underline{U}_{1k}=\underline{S}_{kk}\underline{I}_{1k}+\underline{S}_m\underline{I}_{1j}+(\underline{Q}'_1\underline{S}_{kk}+\underline{G}'_{1k}+\underline{S}_m)\underline{I}_{1k}-(\underline{Q}'_1\underline{S}_{kk}+\underline{G}'_{1k}+\underline{S}_m)\underline{I}_{1k}\ ;$$

$$\underline{U}_{1k}=-(\underline{Q}'_1\underline{S}_{kk}+\underline{G}'_{1k}-\underline{S}_m)\underline{I}_{1k}-\underline{S}_m(\underline{I}_{1k}-\underline{I}_{1j})-\left[(1+\underline{Q}'_1)\underline{S}_{kk}+\underline{G}'_{1k}\right](-\underline{I}_{1k}) \qquad (29)$$

$$\underline{U}_{1N}=\underline{G}'_{1k}\underline{I}_{1k}+\underline{G}'_{1j}\underline{I}_{1j}+\underline{Q}'_1(\underline{S}_{kk}\underline{I}_{1k}+\underline{S}_m\underline{I}_{1j})+\underline{S}_m(\underline{I}_{1k}+\underline{I}_{1j})-\underline{S}_m(\underline{I}_{1k}+\underline{I}_{1j})$$

$$\underline{U}_{1N}=-(\underline{G}'_{1j}+\underline{S}_m+\underline{Q}'_1\underline{S}_m)(-\underline{I}_{1j})+\underline{S}_m(\underline{I}_{1k}-\underline{I}_{1j})+(\underline{Q}'_1\underline{S}_{kk}+\underline{G}'_{1k}-\underline{S}_m)\underline{I}_{1k} \qquad (3o)$$

$$\underline{U}_{1M}=\underline{U}_{1j}+\underline{U}_{1N}=-\underline{S}_m\underline{I}_{1k}+\underline{S}_{jj}\underline{I}_{1j}+\underline{G}'_{1k}\underline{I}_{1k}+\underline{G}'_{1j}\underline{I}_{1j}+\underline{Q}'_1(\underline{S}_{kk}\underline{I}_{1k}+\underline{S}_m\underline{I}_{1j})$$

$$\underline{U}_{1M}=(\underline{S}_{jj}+\underline{G}'_{1j}+\underline{Q}'_1\underline{S}_m)\underline{I}_{1j}+(\underline{Q}'_1\underline{S}_{kk}+\underline{G}'_{1k}-\underline{S}_m)\underline{I}_{1k} \qquad (31)$$

Schema echivalentă (şuntul de avarie) care satisface ecuaţiile (29), (3o) şi (31) este arătată în fig.4, în care s-a notat:

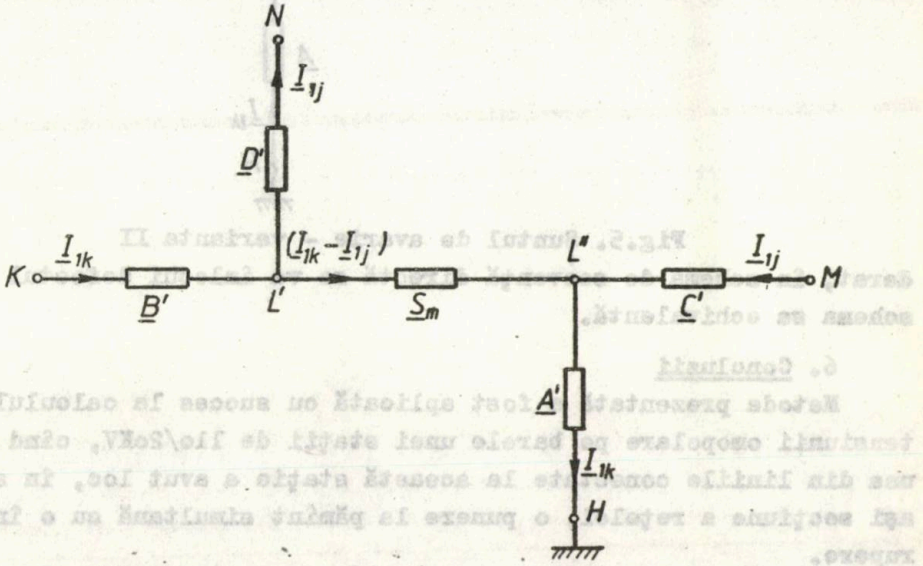


Fig.4. Şuntul de avarie - varianta I

$$\underline{A}' = \underline{Q}'_1\underline{S}_{kk} + \underline{G}'_{1k} - \underline{S}_m \ ; \quad \underline{B}' = -\left[(1+\underline{Q}'_1)\underline{S}_{kk}+\underline{G}'_{1k}\right] \qquad (32\text{-}33)$$

$$\underline{C}' = \underline{S}_{jj} + \underline{G}'_{1j} + \underline{Q}'_1\underline{S}_m \ ; \quad \underline{D}' = -\left[(1+\underline{Q}'_1)\underline{S}_m+\underline{G}'_{1j}\right] \qquad (34\text{-}35)$$

Pentru a rezulta expresii cît mai simple la determinarea coeficienţilor din relaţia (28), în unele exemple practice este utilă exprimarea tensiunii celuilalt punct al întreruperii (M) printr-o relaţie similară, adică

$$\underline{U}_{1M} = \underline{G}_{1k}\underline{I}_{1k}+\underline{G}_{1j}\underline{I}_{1j}+\underline{Q}_1\underline{U}_{1k} \qquad (36)$$

Suntul de avarie pentru această situaţie este reprezentat în fig.5, în care s-a notat:

$$\underline{A} = \underline{Q}_1\underline{S}_{kk}+\underline{G}_{1k}+\underline{S}_m; \quad \underline{B} = -\left[(1+\underline{Q}_1)\underline{S}_{kk}+\underline{G}_{1k}\right] \qquad (37\text{-}38)$$

$$\underline{C} = \underline{S}_{jj}-\underline{G}_{1j}-\underline{Q}_1\underline{S}_m; \quad \underline{D} = (1+\underline{Q}_1)\underline{S}_m+\underline{G}_{1j} \qquad (39\text{-}4o)$$

Avînd determinată schema echivalentă pentru defectul consi-

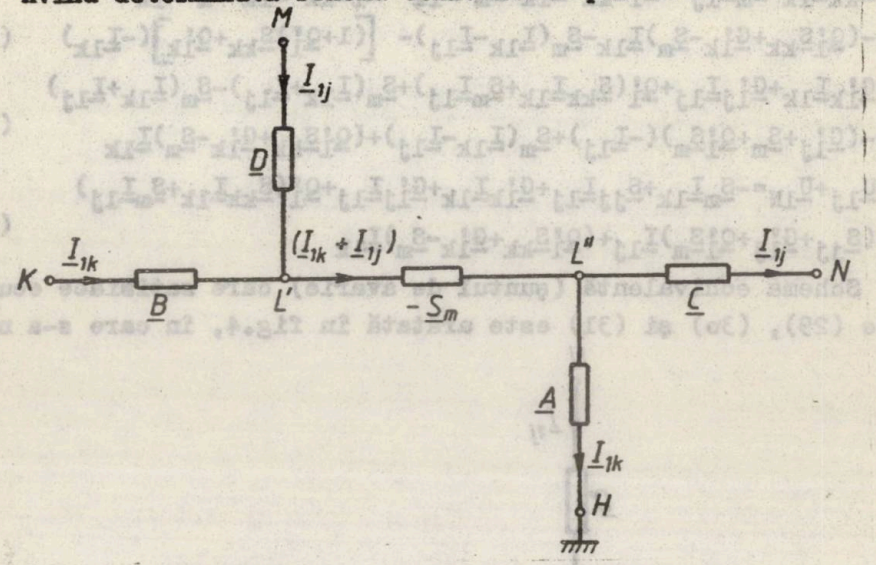


Fig.5. Suntul de avarie - varianta II

derat, în schema de secvenţă directă se va înlocui defectul cu schema sa echivalentă.

6. Concluzii

Metoda prezentată a fost aplicată cu succes la calculul tensiunii omopolare pe barele unei staţii de 110/20KV, cînd pe una din liniile conectate la această staţie a avut loc, în aceeaşi secţiune a reţelei, o punere la pămînt simultană cu o întrerupere.

BIBLIOGRAFIE

1. Sora C.,Bazele electrotehnicii, vol.3, Institutul politehnic Timişoara, 1977.

2. Sora C.,Toader D.,Bere I.,Protocol la contractul de cercetare ştiinţifică nr.1/1981 tema B, încheiat între IPTV Timişoara şi CIRE Bucureşti.

3. Cernin A.B.,Scurtcircuite în cazul regimurilor cu număr incomplet de faze ale sistemelor electrice,Edit.tehnică, Bucureşti, 1956.

Primită la redacţie la 29 martie 1982.

LE CALCUL DES DÉFAUTS SIMULTANÉS QUI SONT CONSTITUITS PAR UNE INTERRUPTION DE PHASE ET UN COURT-CIRCUIT MONOPHASÉ

Résumé

On y présente une méthode de calcul des défauts simultanés qui sont constituits par une interruption de phase et un court-circuit monophasé.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

CONSIDERAŢII PRIVIND STUDIUL COMPARATIV AL UNOR SISTEME DE SINCRONIZARE UTILIZATE IN TELEVIZIUNEA APLICATĂ CU EXPLORARE INTREŢESUTĂ SIMPLĂ

Faniciu A.*), Toma C.I.

1. Introducere

Realizarea unui raport performanţă/preţ cît mai bun prin asigurarea unei explorări întreţesute de bună calitate, în condiţiile unui semnal de sincronizare simplificat şi al unui sincrogenerator economic, a dus la adoptarea în sistemele de televiziune în circuit închis (TVCI) a unei diversităţi destul de mari de forme pentru semnalele de sincronizare utilizate [1,2,3].

Pentru a putea opta în deplină cunoştinţă de cauză pentru una din variantele cunoscute, sau a recurge la o soluţie nouă, este necesară cunoaşterea comportării circuitelor de separare a impulsurilor de sincronizare la semnalul ales.

In cele ce urmează sînt prezentate concluziile cu privire la alegerea impulsurilor de sincronizare în sistemele TVCI, reeşite în urma simulării pe calculator a separării impulsurilor de sincronizare pe verticală (V), pentru trei tipuri de semnale cunoscute din literatură. Pentru comparaţie s-a simulat şi cazul semnalului de sincronizare standard (STAS 7834/67).

2. Structura semnalelor de sincronizare simulate

In fig.1 sînt prezentate cele trei tipuri de semnale de sincronizare a căror comportare a fost analizată. Semnalul din fig. 1.a, pe care îl vom nota în continuare cu a, este practic identic cu semnalul utilizat în sistemul TVCI produs în ţară, la "Tehno-

*) Intreprinderea de aparate electrice de măsurat
Calea Buziaşului nr.26
1900 Timişoara - România

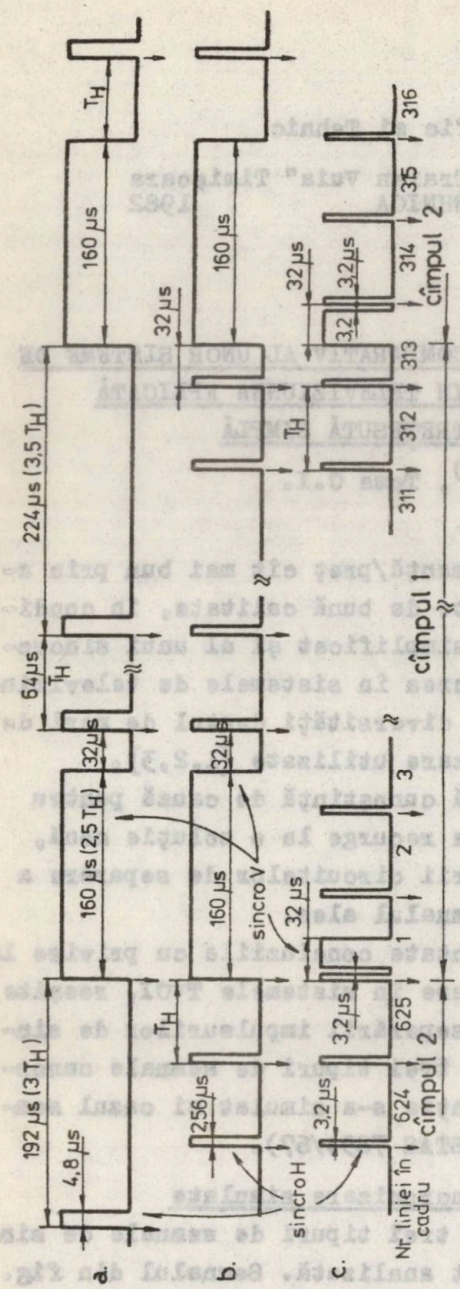


Fig.1. Tipuri de semnale de sincronizare.

ton" - Iaşi. Din necesităţi practice, legate de simplificarea simulării, durata impulsului de sincronizare pe orizontală (H) a fost aleasă de 4,8 μs, care diferă de valoarea nominală a impulsului real, dar se încadrează în toleranţele impuse: 4,7±1,3 μs.

Simplificările pe care le prezintă acest semnal faţă de semnalul standard [3] sînt: eliminarea impulsurilor de preegalizare; eliminarea crestăturilor din impulsul de sincro V; eliminarea impulsurilor de postegalizare şi înlocuirea lor cu impulsuri de sincro H normale. Lipsa oricărui impuls pe un interval de $3T_H$, respectiv $3,5T_H$, înaintea impulsului de sincro V este menită să ducă la îmbunătăţirea întreţeserii, prin micşorarea tensiunii reziduale pe condensatoarele din circuitele de separare a impulsurilor de sincro V precum şi a diferenţei între condiţiile iniţiale pe aceste condensatoare în cele două cîmpuri. Acest lucru creează însă şi un dezavantaj şi anume lipsa impulsurilor de sincro H pe o durată de $6T_H$, respectiv $7T_H$, care poate duce la pierderea sincronismului explorării pe orizontală.

Semnalul din fig.1.b, pe care îl vom nota cu b, utilizat în sistemul ЦТУ-2М [1], prezintă următoarele particularităţi, faţă de semnalul standard: au fost eliminate crestăturile; impulsurile de egalizare au fost înlocuite cu impulsuri de sincro H normale; durata impulsurilor de sincro H a fost micşorată la 2,56 μs în sco-

pul micşorării influenţei lor asupra calităţii întreţeserii. Faţă de semnalul precedent acesta este mai simplu, se reduce la $4T_H$ şi respectiv $3T_H$ perioada fără impulsuri de sincro H, în schimb este de aşteptat o calitate mai scăzută a întreţeserii.

Semnalul din fig.1.c, pe care îl vom nota cu c, similar cu cel utilizat de firma RCA într-unul din sistemele TVCI [1], a fost adaptat la norma utilizată la noi în ţară, pentru a putea face o comparaţie cu celelalte semnale. Particularităţile acestui semnal, care se deosebeşte mai mult decît celelalte de semnalul standard, sînt următoarele: durata impulsului de sincro V a fost redusă la numai $0,5T_H$ în scopul de a permite transmiterea continuă a impulsurilor de sincro H; în acelaşi scop a fost introdusă cîte o crestătură în cadrul impulsului de sincro V din fiecare cîmp; pentru a păstra în limite rezonabile raportul duratelor impulsurilor de sincro V şi sincro H, durata celui din urmă a fost redusă la 3,2 μs. Comparativ cu celelalte semnale menţionate anterior, acesta realizează menţinerea permanentă a sincronizării pe orizontală, avînd din acest punct de vedere performanţe identice cu semnalul standard, dar separarea semnalului de sincro V se va face mai dificil, fiind de aşteptat şi o calitate mai slabă a întreţeserii.

In ceea ce priveşte semnalul standard (pe care îl vom nota cu d), a cărui formă este cunoscută, vom menţiona numai că durata impulsului de sincro H şi durata crestăturii au fost luate egale cu 4,8 μs, durata impulsurilor de egalizare 2,4 μs, iar durata impulsului de sincro V egală cu $2,5T_H$.

O concluzie care se poate trage din cele spuse pînă acum ar fi aceea că o comparaţie calitativă a acestor sisteme poate indica numai direcţia în care se poate merge pentru a obţine un semnal de sincronizare optim, stabilirea valorilor unor parametri ai semnalului necesitînd însă o comparaţie cantitativă.

Avînd în vedere că în ceea ce priveşte sincronizarea pe orizontală cerinţele sînt clare (lipsa unui număr minim de impulsuri de sincro H, durata minimă acceptabilă a impulsurilor 2,5 ÷ 2,75 μs [2,3]), pentru a dispune de nişte criterii cantitative, s-a ajuns la necesitatea studierii răspunsului circuitelor de separare a impulsurilor de sincro V, urmărindu-se: obţinerea unor diferenţe minime între cîmpuri, în ceea ce priveşte tensiunea pe condensatorul circuitului integrator de separare a impulsurilor de sincro V, înaintea sosirii impulsului de sincro V corespunzător; obţinerea unei amplitudini cît mai mari pentru im-

pulsul de sincro V şi obţinerea la ieşirea circuitului de separare a impulsurilor de sincro V a unor impulsuri reziduale de sincro H cît mai mici.

3. Simularea separării impulsurilor de sincro V

Singura metodă acceptabilă pentru studiul propus o constituie simularea pe calculator, avantajele fiind evidente: nu e necesară realizarea practică a circuitelor de formare a semnalelor de sincronizare, elimină necesitatea unor măsurători dificil de realizat practic, precizie mare. Pentru simulare s-a presupus varianta cea mai simplă a unui circuit de separare a impulsurilor de sincro V, realizată cu o simplă celulă RC. In fig.2 este prezentată forma tipică a semnalului de intrare şi ieşire, în zona de început a unui cîmp, precum şi notaţiile ce vor fi folosite la prezentarea rezultatelor.

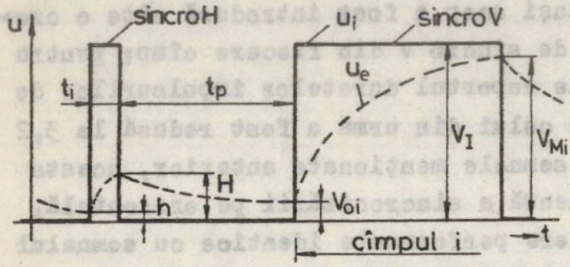


Fig.2. Forma tipică a semnalului de intrare şi de ieşire.

Programul realizat şi rulat pe calculatorul Felix C-256, a calculat valorile tensiunii u_e după fiecare impuls t_i şi pauză t_p; valorile finale dintr-un astfel de ciclu constituind datele iniţiale pentru ciclul următor. Calculele s-au făcut pentru o succesiune de 3 cîmpuri. Ca valori pentru mărimile indicate în fig.2, s-au luat valorile din cîmpul al treilea, cînd circuitul ajunge în mod sigur în regim permanent. Răspunsul circuitului a fost calculat pentru diverse constante de timp RC, în gama $o,5T_H \div 14T_H$. Rezultatele sînt prezentate sintetic în diagramele din fig.3.

In cele ce urmează se prezintă cîteva concluzii ce rezultă, ţinînd cont de faptul că în circuitele reale constanta de timp a circuitului de separare a impulsurilor de sincro V se situează uzual în gama $o,5T_H \div 2T_H$.

4. Concluzii

1. Avînd în vedere că explorarea întreţesută va fi cu atît mai bună cu cît diferenţa tensiunilor $|V_{o1} - V_{o2}|$ pe condensatorul circuitului de separare a impulsurilor de sincro V, între cele două cîmpuri, va fi mai mică, din diagramele din fig.3.a, rezultă: sistemele a şi d se comportă din acest punct de vedere i-

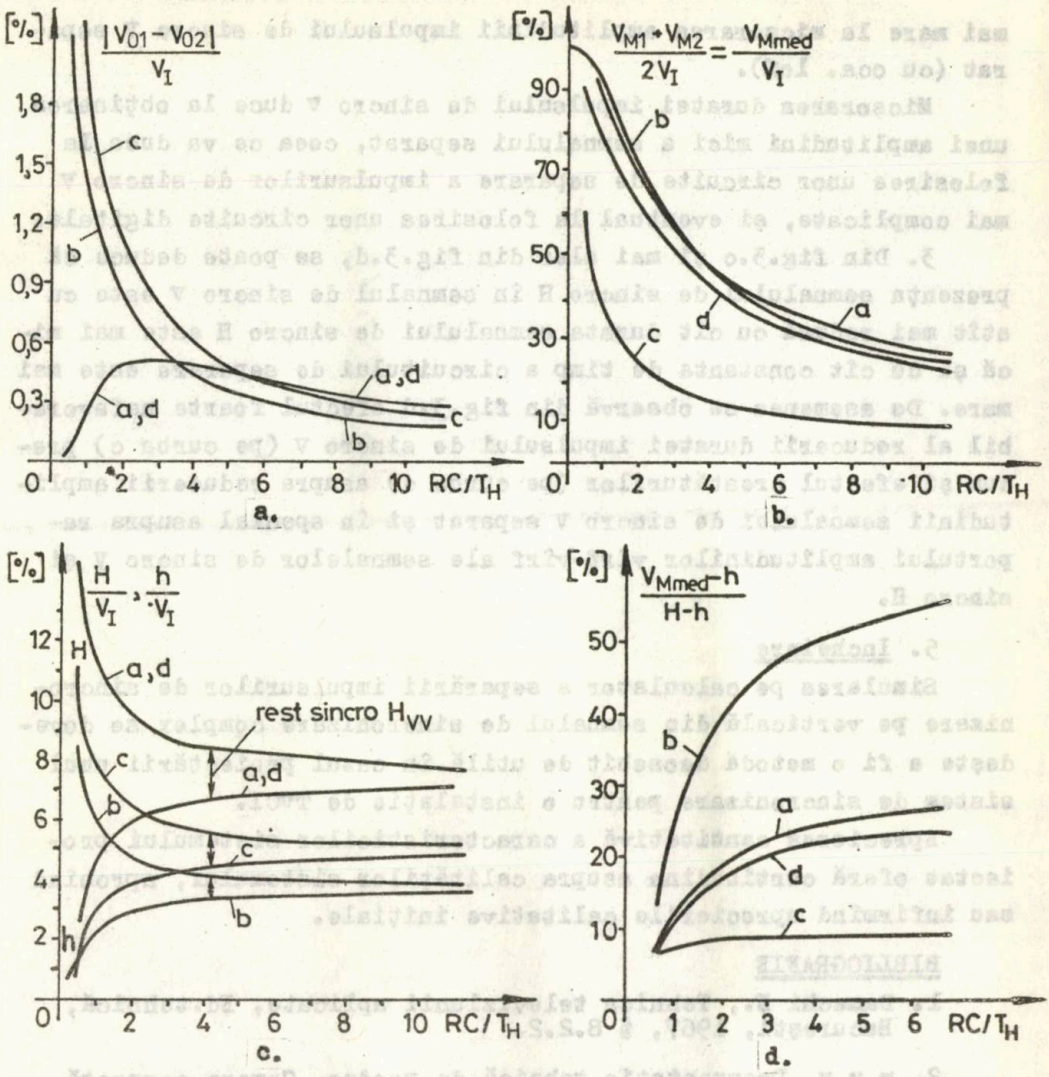


Fig.3. Comportarea circuitului de separare pentru diferite tipuri de semnale de sincronizare.

dentic; reducerea duratei impulsurilor de sincro H la sistemul b faţă de c nu aduce îmbunătăţiri substanţiale; mărimea intervalului dintre ultimul impuls de sincro H şi frontul anterior al impulsului de sincro V contribuie esenţial la micşorarea diferenţei amintite, aceasta fiind cu cca. un ordin de mărime mai mică în cazul a (b) faţă de c, pentru $RC=0,5T_H \div T_H$.

2. Din diagramele din fig.3.b rezultă că amplitudinea medie a impulsului de sincro V separat, raportată la valoarea de vîrf a semnalului de intrare, depinde nesemnificativ de durata impulsurilor de sincro H (v.a şi b); crestăturile contribuie într-o măsură

mai mare la micşorarea amplitudinii impulsului de sincro V separat (cu cca. 10%).

Micşorarea duratei impulsului de sincro V duce la obţinerea unei amplitudini mici a semnalului separat, ceea ce va duce la folosirea unor circuite de separare a impulsurilor de sincro V mai complicate, şi eventual la folosirea unor circuite digitale.

3. Din fig.3.c şi mai ales din fig.3.d, se poate deduce că prezenţa semnalului de sincro H în semnalul de sincro V este cu atît mai redusă cu cît durata semnalului de sincro H este mai mică şi cu cît constanta de timp a circuitului de separare este mai mare. De asemenea se observă din fig.3.d efectul foarte nefavorabil al reducerii duratei impulsului de sincro V (pe curba c) precum şi efectul crestăturilor (pe curba d) asupra reducerii amplitudinii semnalului de sincro V separat şi în special asupra raportului amplitudinilor vîrf-vîrf ale semnalelor de sincro V şi sincro H.

5. Incheiere

Simularea pe calculator a separării impulsurilor de sincronizare pe verticală din semnalul de sincronizare complex se dovedeşte a fi o metodă deosebit de utilă în cazul proiectării unui sistem de sincronizare pentru o instalaţie de TVCI.

Aprecierea cantitativă a caracteristicilor sistemului proiectat oferă certitudine asupra calităţilor sistemului, aprobînd sau infirmînd aprecierile calitative iniţiale.

BIBLIOGRAFIE

1. Damachi E., Tehnica televiziunii aplicate, Ed.tehnică, Bucureşti, 1967, § 8.2.2.

2. * * * Documentaţie tehnică de produs. Camera compactă, Intreprinderea Tehnoton, Iaşi, 1976.

3. Hansen G.L., Introduction to solid-state television systems, New Jersey, Prentice-Hall Inc., 1969.
Primită la redacţie la 06 aprilie 1982.

CONSIDERATIONS CONCERNANT L'ETUDE COMPARATIVE DES QUELQUES SYSTEMES DE SYNCRONISATION UTILISE DANS LA TELEVISION APPLIQUE A BALAYAGE ENTRELACE

Resumé

Dans cet article on presente les conclusion concernant le choix des impulsions de synchronisation dans les systemes de television applique. Les conclusions ont resulte apres la simulation, assiste par ordinateur, du proces de separation des impulsion de synchronisation verticale.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

MODUL ELECTRONIC DE IDENTIFICARE SI CLASIFICARE A EXTRASISTOLELOR CARDIACE

Ciocloda Gh.

1. Introducere

In vederea decelării celor mai importante tulburări de ritm cardiac s-a proiectat, realizat şi experimentat un sistem electronic de identificare şi clasificare a extrasistolelor.

Funcţionarea acestui modul (fig.1) se caracterizează prin două faze distincte, şi anume: o fază de iniţializare (fază în care sistemul se autoinstruieşte) şi o fază de analiză propriu - zisă.

2. Descrierea modulului electronic

Faza de iniţializare. La apariţia primului impuls standard, sincron cu complexul QRS, se pregătesc numărătoarele cu 12 ranguri NIB şi NI1 pentru măsurare. Măsurarea primului interval se face numărînd în numărătorul NI1 impulsurile de frecvenţă fixă F1. La apariţia celui de al doilea complex QRS informaţia din NI1 este transferată prin porţile de acces PAI1 şi circuitul SAU în registrul tampon PTRF. Această informaţie se memorează în acest registru timp de 3 intervale RR succesive şi constituie intervalul etalon de comparare pentru aceste 3 intervale succesive. După terminarea primului interval, la apariţia fiecărui complex QRS informaţia din PTRF este transferată în numărătoarele binare cu 12 ranguri sincrone reversibile NRI1 şi NRI2. Prin descărcarea acestora cu frecvenţele F4'=80% F1, F4"=120% F1 sau F5'=60% F1, F5"=140% F1 se generează 2 intervale de timp, şi anume: unul scurt (80% respectiv 60% faţă de primul interval) şi unul lung (120% respectiv 140% faţă de primul interval). In funcţie de momentul apariţiei complexului QRS următor se decide prin porţile P1, P2, P3 dacă intervalul instantaneu este scurt normal sau lung. Aceste decizii sînt memorate pentru scurt timp în circuite-

le basculante bistabile MS, MN, ML. Pe durata acestui interval de timp informaţia din aceste bistabile este transferată şi deplasată la dreapta în registrele de deplasare de 4 biţi RDS, RDN, RDL de către impulsul IS1. Această deplasare este necesară pentru a recunoaşte dacă intervalele RR succesive sînt normale sau anormale.

Simultan cu măsurarea primului interval se începe măsurarea şi în numărătorul pentru intervalul de bază (NIB). In acesta se acumulează informaţia corespunzătoare celor 4 intervale RR prin numărarea impulsurilor de frecvenţă fixă F3=F1/4.

Dacă cele 4 intervale sînt aproximativ egale se trece în faza de analiză propriu-zisă. De asemenea, informaţia din NIB este transferată prin porţile de acces PAIB şi circuitul SAU în registrul tampon PTRE. Deci, primul interval etalon faţă de care se face analiza tulburărilor de ritm reprezintă media aritmetică a celor 4 intervale succesive aproximativ egale. In momentul declanşării fazei de analiză se dă startul la cronometrul electronic şi în acelaşi timp se validează numărătoarele pentru extrasistole.

In cazul în care cele 4 intervale succesive nu sînt aproximativ egale modulul rămîne în continuare în faza de iniţializare şi se reia ciclul de la început.

Faza de analiză propriu-zisă. In momentul începerii acestei faze se generează, prin descărcarea numărătoarelor NRI1 şi NRI2, cele 2 intervale: scurt şi lung. In funcţie de poziţia în timp a lui IS se decide că primul interval este scurt, normal sau lung. Sincron cu impulsul IS3 are loc deplasarea la dreapta a vechii informaţii din registrele de deplasare RDS, RDN, RDL şi introducerea informaţiei la acest prim interval în registre pe poziţia cea mai puţin semnificativă. Totodată, sincron cu apariţia fiecărui impuls IS se generează cele 2 intervale: scurt şi lung. In felul acesta se pregăteşte operaţia pentru a se lua decizii asupra următorului interval. In continuare operaţiile se execută ca mai sus pînă în momentul apariţiei a 4 complexe QRS (acest lucru este sesizat de către numărătorul binar cu 4 ranguri N4).

La sfîrşitul acestui ciclu prin circuitele de comandă CC se cercetează dacă cele patru intervale sînt normale sau nu. In caz că sînt normale circuitele CC permit transferul şi memorarea informaţiei din NIB şi RTRE. In felul acesta intervalul etalon este tot timpul reactualizat urmărind variaţiile lente şi normale ale frecvenţei inimii.

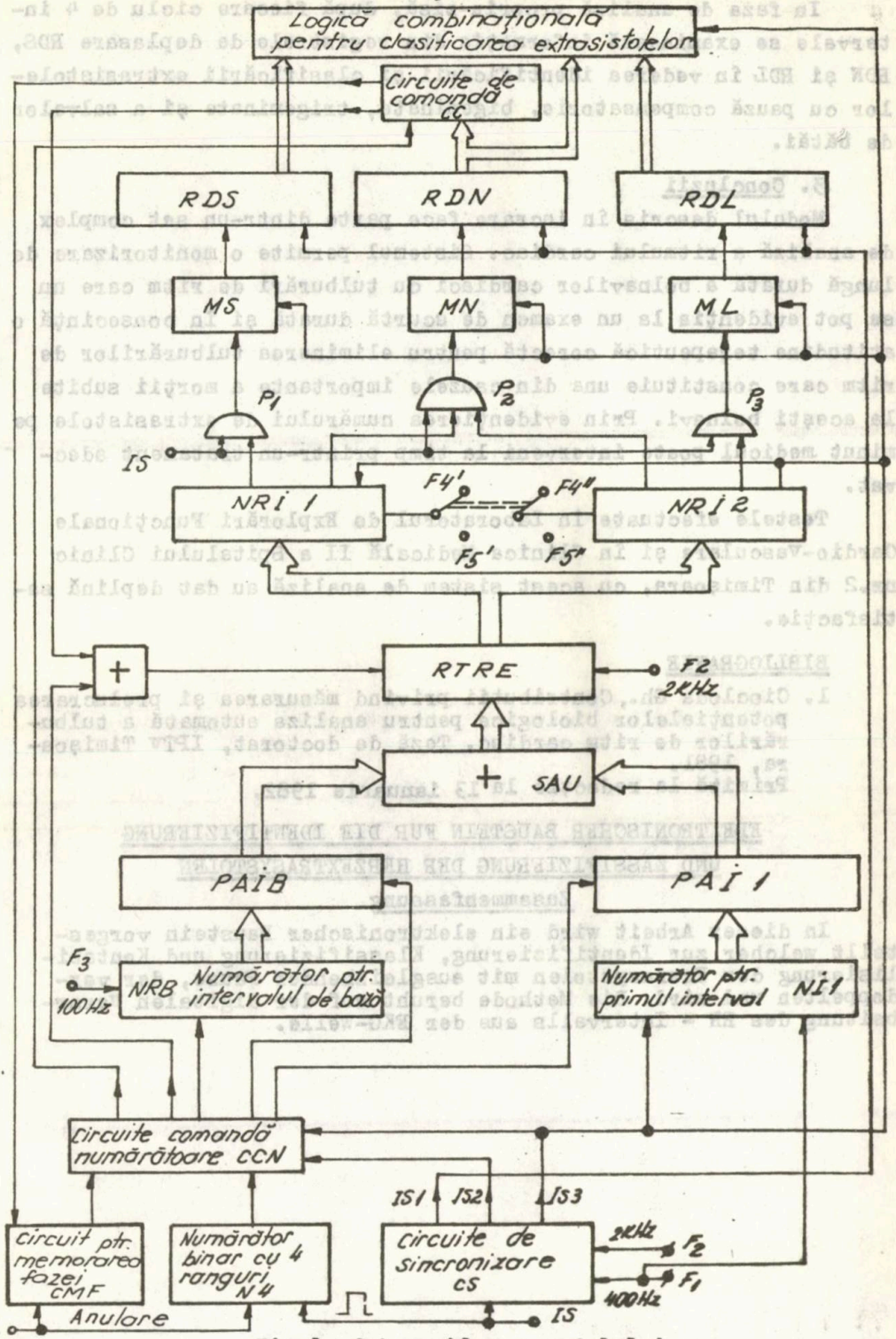


Fig.1. Schema bloc a modulului.

In faza de analiză propriu-zisă, după fiecare ciclu de 4 intervale se examinează informaţia din registrele de deplasare RDS, RDN şi RDL în vederea identificării şi clasificării extrasistolelor cu pauză compensatorie, bigeminate, trigeminate şi a salvelor de bătăi.

3. Concluzii

Modulul descris în lucrare face parte dintr-un set complex de analiză a ritmului cardiac. Sistemul permite o monitorizare de lungă durată a bolnavilor cardiaci cu tulburări de ritm care nu se pot evidenţia la un examen de scurtă durată şi în consecinţă o atitudine terapeutică corectă pentru eliminarea tulburărilor de ritm care constituie una din cauzele importante a morţii subite la aceşti bolnavi. Prin evidenţierea numărului de extrasistole pe minut medicul poate interveni la timp printr-un tratament adecvat.

Testele efectuate în Laboratorul de Explorări Funcţionale Cardio-Vasculare şi în Clinica Medicală II a Spitalului Clinic nr.2 din Timişoara, cu acest sistem de analiză au dat deplină satisfacţie.

BIBLIOGRAFIE

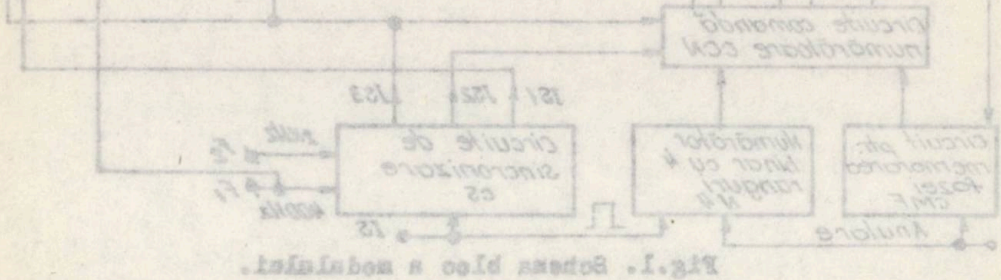
1. Ciocloda Gh., Contribuţii privind măsurarea şi prelucrarea potenţialelor biologice pentru analiza automată a tulburărilor de ritm cardiac, Teză de doctorat, IPTV Timişoara, 1981.

Primită la redacţie la 13 ianuarie 1982.

ELEKTRONISCHER BAUSTEIN FUR DIE IDENTIFIZIERUNG UND KASSIFIZIERUNG DER HERZEXTRASYSTOLEN

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird ein elektronischer Baustein vorgestellt welcher zur Identifizierung, Klassifizierung und Kontabilisierung der Extrasystolen mit ausgleishender Pause, der verdoppelten und wird. Die Methode beruht auf der digitalen Verarbeitung des RR - Intervalls aus der EKG-Welle.



Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic „Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

SISTEM DECIZIONAL-OPERATIONAL CU POSIBILITATI DE UTILIZARE A TEHNICII DE CALCUL IN DOMENIUL REPARATIILOR.

Cocârlă T.*), Pocinog Gr., Tăroată A.

1. Introducere

Sistemul decizional-operaţional în domeniul reparaţiilor a fost conceput pornindu-se de la obiectivele generale şi particulare legate strict de activitatea de reparaţii a instalaţiilor, maşinilor şi utilajelor.

Obiectivele sistemului general de reparaţii a instalaţiilor, maşinilor şi utilajelor sînt:

- Scurtarea timpului de reparaţie.
- Utilizarea eficientă a disponibilului de resurse în cadrul reparaţiilor.
- Imbunătăţirea calităţii pregătirii şi executării reparaţiilor.
- Creşterea productivităţii muncii în cadrul activităţii de reparaţii.
- Simplificarea şi perfecţionarea sistemului informaţional decizional.
- Obţinerea unei eficienţe economice maxime.

2. Prezentarea sistemului

In cadrul sistemului decizional-operaţional, se consideră că procesul de realizare a unei lucrări de reparaţii se bazează pe un sistem de grafuri întocmit în prealabil. Elementele grafurilor (care reprezintă tehnologii maximale) sînt introduse în fişiere proiectate în acest scop, care se actualizează ori de cîte ori este nevoie [1] . In figura 1 se prezintă schema generală a sistemului.

*) Ministerul Energiei Electrice
B-dul Magheru Nr.30
7ooo Bucureşti - România

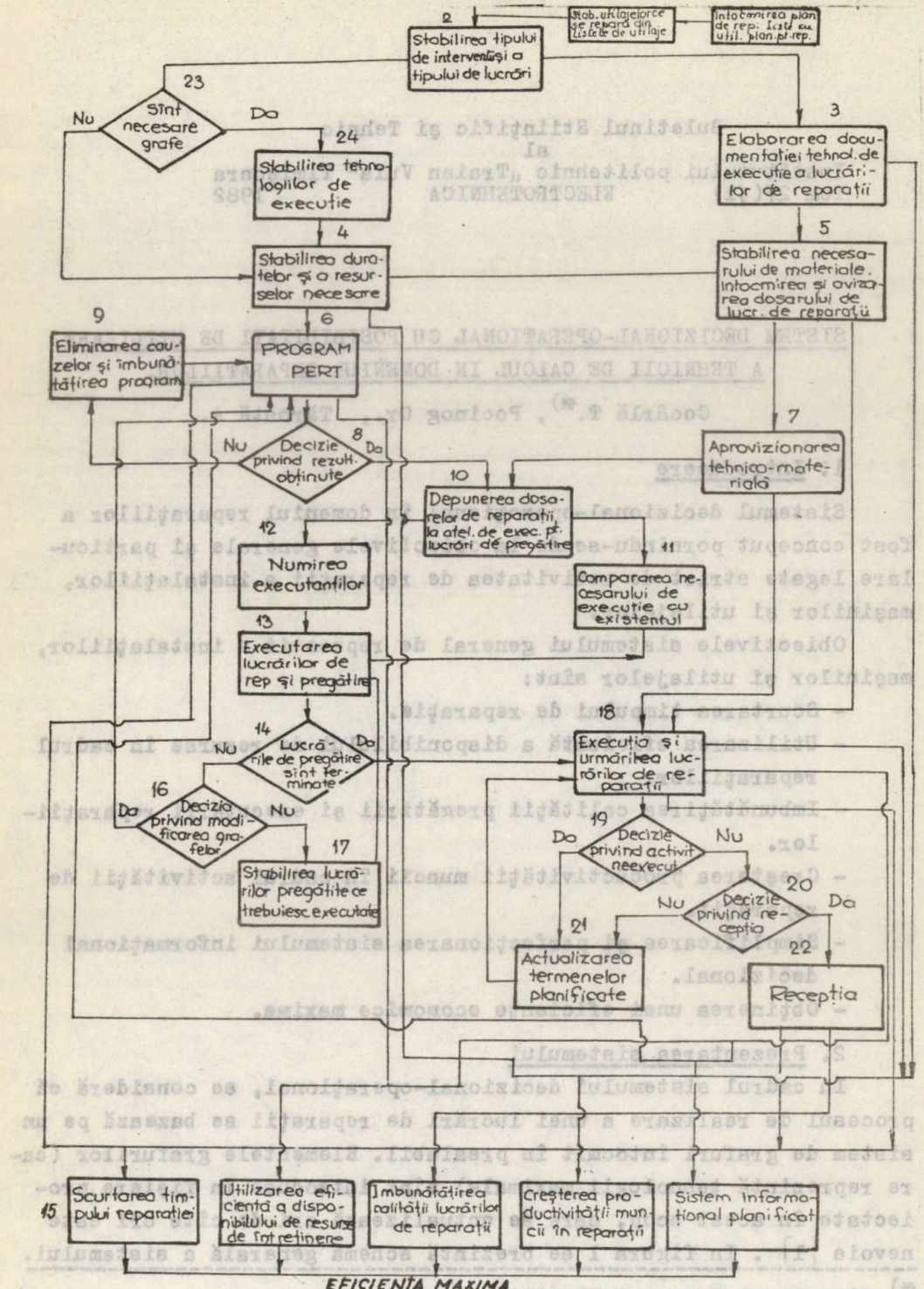


Fig. 1. Schema generală

Conform blocurilor 1 şi 2 din figură se completează listele de lucrări care urmează a se executa cu ocazia reparaţiei.

In cazul în care grafurile aflate în fişierele speciale cuprind toate lucrările (activităţile) ce urmează a se executa, se trece la elaborarea documentaţiei tehnice de execuţie (blocul 3) pentru aceste activităţi.

In cazul în care grafurile nu cuprind toate activităţile din listele lucrărilor de executat este necesară completarea fişierelor cu noi grafuri (blocul 24).

Fiecare lucrare (activitate) din cadrul grafurilor va trebui să fie completată cu duratele de execuţie normate, precum şi cu resursele corespunzătoare realizării activităţii, în cadrul termenului rezultat din procesul de normare (blocul 4).

In acest moment există o listă completă a lucrărilor ce trebuie executate în cadrul reparaţiei respective şi se poate trece la aplicarea sistemului de programare "PROGRAM-PERT" în vederea obţinerii programului de execuţie al reparaţiei.

In continuare, se trece la stabilirea necesarului pentru reparaţie şi întocmirea "Dosarului reparaţiei" (blocul 5). Urmează aprovizionarea tehnico-materială (blocul 7), operaţie care condiţionează lansarea reparaţiei.

In vederea lansării reparaţiei este necesar să se analizeze la nivel de detaliu, rezultatele sistemului PROGRAM-PERT, să se decidă avizarea sau neavizarea acestuia (blocul 8).

Dacă rezultatele sînt satisfăcătoare, va trebui să se compare necesarul de materiale cu existentul din magazie, pentru a stabili dacă există materialele necesare execuţiei reparaţiei pentru a se trece în continuare, la executarea efectivă a lucrărilor pregătitoare (blocul 11).

Dosarul reparaţiei se depune la secţiile şi serviciile interesate în vederea efectuării lucrărilor pregătitoare (blocurile 10,12,13).

Cînd rezultatele date de către PROGRAM-PERT nu sînt satisfăcătoare, se trece la procesul de identificare a cauzelor şi de eliminare a acestora (blocul 9) şi se reia procesul în continuare începînd de la faza PROGRAM-PERT.

După terminarea lucrărilor pregătitoare, se analizează dacă sînt create toate condiţiile pentru executarea lucrărilor de reparaţii (blocul 14). In cazul în care decizia este favorabilă,se trece la reluarea programelor de editare, în vederea obţinerii documentelor necesare pe baza cărora se vor lansa şi se vor exe-

cuta lucrările de reparaţii (blocul 15). Cînd nu se dă aviz favorabil pentru începerea lucrărilor de reparaţii, se caută să se stabilească precis dacă grafurile trebuie modificate (blocul 16). Dacă trebuie modificate, este necesar să se reia procesul de la faza PROGRAM-PERT, iar în cazul cînd există posibilitatea ca prin lucrări pregătitoare, să se efectueze executarea reparaţiei, se vor executa lucrările corespunzătoare şi se va relua procesul de la faza de execuţie a lucrărilor pregătitoare (blocul 17).

In continuare, se trece la lansarea lucrărilor de reparaţii în vederea executării lor şi apoi la urmărirea realizării acestora.

După fiecare zi de execuţie se analizează lucrările rămase neexecutate pentru replanificare şi lansare în ziua următoare.

In cazul în care se ajunge la concluzia că lucrările s-au terminat, se trece la recepţia lucrărilor, iar în cazul în care încă nu este posibilă recepţia, se trece la o nouă corecţie a termenelor planificate şi se reia procesul de lansare (blocul 18, 19,20,21,22). In blocurile 15, sînt prezentate efectele obţinute în urma aplicării sistemului respectiv, efecte care contribuie la obţinerea unei eficienţe maxime.

3. Concluzii.

- Sistemul a fost conceput în concordanţă cu importanţa acordată de documentele de partid lucrărilor de reparaţii.

- Sistemul propus se poate considera ca parte integrantă a unui sistem integrat de prelucrare a datelor din întreprindere.

- Sistemul permite folosirea tehnicii de calcul ca instrument de bază în conducerea sistemelor de producţie.

BIBLIOGRAFIE

1. Pascaru, V. şi alţii. Aplicaţii ale ciberneticii economice în industria chimică, Editura Academiei RSR, Bucureşti, 1973.
Primită la redacţie la 26 aprilie 1982.

EIN OPERATIVES ENTSCHLUSSYSTEM MIT VERWENDUNGSMÖGLICHKEITEN DER ELEKTRONISCHEN RECHNENMASCHINEN IM GEBIET DER REPARATUREN

Inhalt

In der Abhandlung werden spezifische Probleme welche sich mit der Leitung der Separationsarbeiten auf Grund eines operativen Entschlussystems beschäftigen, vorgestellt. Eine besonderes Rolle übernimmt hier die Verwendung elektronischer Rechnenmaschinen.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

DETECTAREA DEFECTIUNILOR DE TIP SCURTCIRCUIT DE PE PLACHETELE ECHIPATE CU CIRCUITE INTEGRATE NUMERICE

Vlăduţiu M., Florea D.

1. Introducere

In procesul de fabricaţie se impune ca, înaintea montajului plachetelor echipate în sertare, acestea să fie minuţios verificate, în care sens se apelează la testoare destinate acestui scop. Acestea din urmă îşi dovedesc utilitatea şi la întreţinerea echipamentelor de calcul, pentru punerea în evidenţă şi localizarea defecţiunilor în vederea remedierii. Este cunoscută [1] clasificarea acestor testoare în unele tip "in-circuit" şi în unele tip "conector".

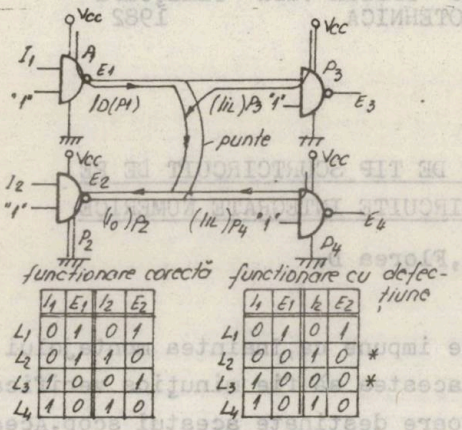
Lucrarea de faţă cuprinde o originală analiză a unei importante categorii de defecţiuni, cele de tip scurtcircuit, precum şi o schemă originală menită detecţiei acestor defecţiuni, inclusă într-un testor tip "conector" construit la Catedra de calculatoare din cadrul Institutului Politehnic Timişoara.

2. Analiza modului de manifestare a defecţiunilor de tip scurtcircuit

Referindu-ne, fără a pierde din generalitate, la plachete echipate cu capsule de circuite integrate numerice TTL, preconizăm, în vederea analizei modului de manifestare a acestor defecţiuni, divizarea lor în scurtcircuite între conductoare de semnal, scurtcircuite între bare de alimentare (0V şi +5V) şi, în fine, scurtcircuite între un conductor de semnal şi o bară de alimentare.

Analizînd la început prima categorie, presupunem că între traseele imprimate care interconectează porţile fundamentale P1 cu P3, respectiv P2 cu P4, există o punte nedorită (fig.1). Din tabelele de adevăr corespunzătoare funcţionării corecte, respectiv celei cu defecţiuni, se constată că în prezenţa defecţiunii funcţionarea logică nu este corectă doar pentru situaţiile în care ieşirile E_1 şi E_2

ar trebui să fie în stări complementare, valoarea logică 0 fiind dominantă. La acest mod de manifestare a defecţiunilor se adaugă încă unul, determinant pentru deosebirea defecţiunilor tip scurtcircuit de cele logice, legat de curentul absorbit de la sursa de alimentare.



I_1	E_1	I_2	E_2	
L_1	0	1	0	1	
L_2	0	1	1	0	
L_3	1	0	0	1	
L_4	1	0	1	0	

I_1	E_1	I_2	E_2	
L_1	0	1	0	1	
L_2	0	0	1	0	*
L_3	1	0	0	0	*
L_4	1	0	1	0	

Fig.1 Schema de interconectare

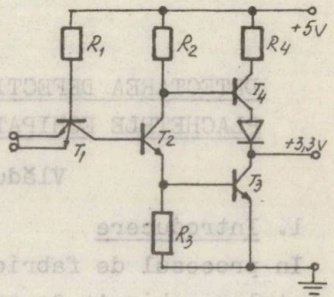


Fig.2 Poarta fundamentală

Considerăm că poarta P_1 este încărcată prin N_1 porţi P_3, iar poarta P_2 prin N_2 porţi P_4. Consumul de curent de la sursa de alimentare $(\Sigma I_{cc})_{AS}$, corespunzător spre exemplu situaţiei în care la ieşirea E_1 este 0 logic şi la ieşirea E_2 1 logic, în absenţa scurtcircuitului este dat de relaţia:

$$(\Sigma I_{cc})_{AS} = (N_1+1)\, I_{CCL} + (N_2+1)\, I_{CCH} \qquad (1)$$

în care I_{CCL} = 3 mA şi I_{CCH} = 1 mA reprezintă curenţii absorbiţi de la sursă de o poartă fundamentală ce se află în starea 0 logic, respectiv 1 logic.

Corespunzător aceleiaşi situaţii de comandă dar în prezenţa scurtcircuitului, consumul de curent $(\Sigma I_{cc})_{PS}$ devine:

$$(\Sigma I_{cc})_{PS} = (I_o)_{P1} + I_{CCL} + (N_1 + N_2 + 1)\, I_{CCH} \qquad (2)$$

în care $(I_o)_{P1}$ constituie curentul de ieşire al porţii P_1.

I_o se exprimă în funcţie de mărimile caracteristice ale porţii fundamentale (fig.2) prin relaţia:

$$(I_o)_{P1} = \frac{\left[V_{CC}-(V_D)_{P1}-(V_{BET3})_{P1} - (V_{CET4})_{P2}\right]\left[(\beta_{T3})_{P1} + 1\right]}{(R_2)_{P1}} = 42 \text{ mA}$$

Pentru a pune în evidenţă defecţiunea prezintă interes curentul diferenţă ΔI_{CC} definit astfel:

$$\Delta I_{CC} = (\Sigma I_{CC})_{PS} - (\Sigma I_{CC})_{AS} = (I_o)_{P1} - N_1 (I_{CCH} - I_{CCL}) \qquad (3)$$

Din (3) rezultă că ΔI_{CC} prezintă valoare minimă atunci cînd N_1 este maxim, ori, considerînd epuizată capacitatea de comandă a porţii

P_1 (N_1 = 10), rezultă ΔI_{CC} = 22 mA. Sesizînd această valoare a curentului în exces absorbit de la sursă, prin căderea de tensiune suplimentară pe care o provoacă pe o rezistenţă, poate fi detectată defecţiunea tip scurtcircuit considerată. La stabilirea pragului de sesizare trebuie avută în vedere variaţia de consum corespunzătoare schemei fără defecţiune, atunci cînd se modifică vectorii de intrare aplicaţi acesteia. Se poate constata că admiţînd la schema considerată N_1 = 10, variaţiile de consum cele mai mari (18 mA) apar cînd N_2 este fie 1, fie 10. Prin urmare, este necesar ca pragul schemei de sesizare să fie astfel determinat încît să nu fie evidenţiate variaţiile de consum maxime ce corespund funcţionării corecte. In acest mod, pentru cazul analizat trebuie pragul astfel stabilit încît să nu detecteze variaţii de 18 mA ale curentului absorbit, dar să sesizeze cel puţin o variaţie ΔI_{CC} = 22 mA.

Analize similare trebuie întreprinse pentru toate schemele setului de plăci de testat. In acest sens se determină pentru fiecare schemă situaţiile de comandă care conduc la variaţia maximă a curentului absorbit de la sursă. Se verifică apoi dacă aceasta este mai mică decît variaţia minimă produsă de un scurtcircuit. Pragul schemei de detecţie din blocul de eroare al testorului este reglabil astfel încît să sesizeze pentru fiecare placă de testat în parte o variaţie cu valoarea cuprinsă între cele două menţionate mai sus. In acest context se remarcă un important aspect legat de asigurarea testabilităţii în raport cu categoria de defecţiuni analizată, şi anume respectarea condiţiei:

$$(\Delta I_{CC})_{min} > (\Sigma I_{CC})_{AS\ max} - (\Sigma I_{CC})_{AS\ min} \qquad (4)$$

în care $(I_{CC})_{AS\ max}$ şi $(I_{CC})_{AS\ min}$ corespund valorilor maxime, respectiv minime ale consumului schemei implementată pe placa de testat în absenţa defecţiunilor, iar $(\Delta I_{CC})_{min}$ reprezintă valoarea minimă a variaţiei consumului produsă de o defecţiune tip scurtcircuit între două conductoare de semnal.

Un alt aspect legat de analiza efectuată se referă la solicitarea termică la care este supusă poarta P_2 în situaţia prezenţei defecţiunii, datorită valorii însemnate a curentului ce se închide prin tranzistorul conductor din etajul final cînd poarta este în stare logică 0. La o valoare mare a vectorilor stimulilor de test, defecţiunea tip scurtcircuit poate determina o defecţiune logică de punere pe 0 a respectivului circuit.

Referindu-ne în continuare la a doua categorie de scurtcircuite cele între barele de alimentare, ca o măsură cu caracter mai general

adoptată în testare relevăm alimentarea separată a obiectului testat. Schemele destinate acestui scop sînt prevăzute cu protecţie împotriva scurtcircuitelor între barele de alimentare şi cu capacitate de indicare a acestora.O astfel de schemă,care permite alimentarea plăcii de testat în condiţii marginale corespunzătoare tehnologiei TTL valoarea tensiunii de alimentare fiind reglabilă între +4,5V şi +5,5V - şi care indică prezenţa scurtcircuitelor între conductoarele de semnal,este prezentată în cele ce urmează.

In ceea ce priveşte scurtcircuitele dintre conductoarele de semnal şi barele de alimentare,referindu-ne la conductorul de semnal dintre poarta P1 şi poarta P3,o punte nedorită între aceasta şi bara de +5V determină,la trecerea lui P_1 în starea logică 0,apariţia unei defecţiuni logice de punere pe 0 la poarta de comandă.In această situaţie în calea curentului intervine limitativ doar rezistenţa foarte mică colector-emitor a tranzistorului din etajul final a lui P_1 care este conductor,determinînd apariţia unui scurtcircuit cu caracter permanent între colector şi emitor.Creşterea curentului datorită scurtcircuitului determină intervenţia protecţiei în schema de alimentare a plăcii de testat.Cînd legătura echipotenţială nedorită există între conductorul de semnal şi bara de masă,la alimentarea plăcii de testat şi trecerea porţii P_1 în starea logică 1,P_1 absoarbe de la sursă aşa numitul curent de scurtcircuit,care este mai mare decît $(I_o)_{P1}$,astfel încît schema de detectare a scurtcircuitelor din testor evidenţiază prezenţa defecţiunii.

3. Schema destinată alimentării plăcii de testat şi de detecţie a scurtcircuitelor

Părţile din care este formată această schemă (fig.3) sînt următoarele:

a) Amplificatorul diferenţial format din tranzistoarele T_{4a} şi T_{4b} alimentate în circuitele de colector prin cîte o rezistenţă - P_1, respectiv R_4 - cu tensiune stabilizată prin dioda Zener DZ_1.Avînd drept tensiune de referinţă 0V (în baza lui T_{4b}) şi modificînd prin potenţiometrul P_2 tensiunea aplicată în baza lui T_{4a} în jurul lui 0V,amplificatorul permite obţinerea de variaţii ale tensiunii de ieşire $U_{ieş}$,condusă la PT,într-un domeniu ce acoperă plaja alimentării în condiţii marginale a circuitelor integrate numerice realizate în tehnologie TTL.In scopul polarizării,independente de variaţiile tensiunii de -5V a bazei lui T_{4a} a fost introdus tranzistorul T_6 cu funcţionare permanentă în regim saturat.

b) Generatorul de curent constant format din tranzistorul T_5 şi rezistenţa R_5, cu rolul de a face independentă tensiunea aplicată pe placa de testat faţă de variaţiile tensiunilor de alimentare. Tensiunea de referinţă aplicată în baza lui T_5 are valoarea fixată prin intermediul tranzistoarelor T_7 şi T_8 conectate ca diode.

c) Etajul Darlington format din tranzistoarele T_2 şi T_3, care impreună cu rezistenţa R_6 şi amplificatorul diferenţial fixează valoarea lui $U_{ieş}$.

d) Schema de protecţie la categoriile de scurtcircuite anterior relevate, formată din tranzistorul T_1 şi rezistenţele R_2 şi R_3. Atunci cînd pe placa de testat există un scurtcircuit, $U_{ieş}$ devine OV şi T_1 trece în regim saturat, iar la absenţa acestor defecţiuni cînd $U_{ieş}$ furnizează tensiunea de alimentare pentru placa de testat, T_1 este blocat.

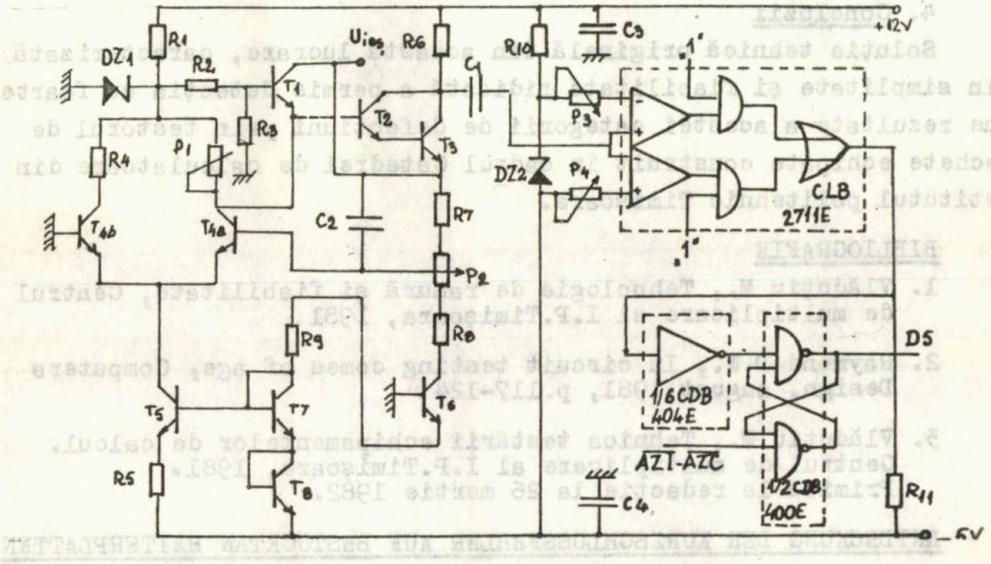


Fig.3 Schema de detecţie a scurtcircuitelor

e) Dublul comparator diferenţial CLB 2711E în montaj detector de nivel cu rolul punerii în evidenţă a scurtcircuitelor între conductoare de semnal sau dintre un conductor de semnal şi bara de masă, deci a acelora care determină modificarea consumului schemei faţă de cel nominal specefic funcţionării fără defecţiuni. Astfel, atunci cînd schema este simulată prin vectori binari care permit apariţia variaţiilor consumului, pe rezistenţa R_6 se modifică căderea de tensiune determinată de schimbarea valorii curentului absorbit de la sursa de +12 V. Variaţia tensiunii pe R_6 este transmisă

prin condensatorul C_1 la capsula CLB 2711E, căreia i se aplică tensiuni de referinţă cu valori reglabile prin intermediul potenţiometrelor P_2 şi P_3. Dioda DZ_2 are rolul stabilizării tensiunilor de referinţă. Cînd pe placa de testat nu există scurtcircuite între conductoare de semnal sau între acestea şi bara de masă, la ieşirea capsulei CLB 2711E se stabileşte prin rezistenţa R_{11} o tensiune a cărei valoare reprezintă 0 logic, iar atunci cînd schemei verificate i se aplică stimuli de test corespunzători evidenţierii unuia din aceste scurtcircuite, prezenţa acestuia determină modificarea tensiunii de ieşire a dublului comparator diferenţial la o valoare reprezentînd 1 logic.

Reglarea valorii marginale a tensiunii de alimentare pentru placa de testat este prevăzută a fi executată de asemenea manual, de către operator, în care sens sînt amplasate pe panoul de comandă potenţiometre şi bucşe pentru conectarea unui voltmetru.

4. Concluzii

Soluţia tehnică originală din această lucrare, caracterizată prin simplitate şi fiabilitate ridicată a permis detecţia cu foarte bune rezultate a acestei categorii de defecţiuni prin testorul de plachete echipate construit în cadrul Catedrei de calculatoare din Institutul politehnic Timişoara.

BIBLIOGRAFIE

1. Vlăduţiu M., Tehnologie de ramură şi fiabilitate, Centrul de multiplicare al I.P.Timişoara, 1981.

2. Raymond D.W., In circuit testing comes of age, Computers Design, august 1981, p.117-124.

3. Vlăduţiu M., Tehnica testării echipamentelor de calcul. Centrul de multiplicare al I.P.Timişoara, 1981.
Primită la redacţie la 26 martie 1982.

ENTDECKUNG DER KURZSCHLUSSFEHLER AUF BESTÜCKTEN HEITERPLATTEN

Zusammenfassung

In der Arbeit wird zunächst das Verhalten der Kurzschlussfehler sowohl zwischen benachbarten Signalleitung, als auch zwischen Stromversorgungsleitungen und Signalleitungen-untersucht. Darauf wird eine Schaltung erarbeitet welche diese Fehler entdecken soll und die Stromversorgung der geprüften Leiterplatte sichern soll.Die erwähnte Schaltung gehört einem "edge-connector" Leiterplattentester der innerhalb des Politechnischen Instituts Timişoara gebaut wurde.

Buletinul Ştiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27 (41) ELECTROTEHNICA 1982

ON SCOPE ANALYSIS IN A COMPILER FOR PASCAL-TYPE LANGUAGES

Ciocârlie H.

This paper the principles chosen by the author to implement scope analysis, and points out the need for such an analysis in a compiler for Pascal-type languages. [1], [2], [3], [4]. The chosen algorithm is exemplified for standard (integer,real,character, boolean) constants and variables.

1. The need for scope analysis

The need for scope analysis in a compiler for Pascal-type languages arises from the fact that these are structured languages; in such languages, the scope in which an identifier is defined does not necessarily coincide with the whole program, but is given by the type of the data and the place of its definition [2], [4].

In order to describe the operations executed by a scope analizer, the concepts of block, level and scope must be introduced.

Any Pascal program consists of a program heading and a program body, the last forming a block. In its turn, a block is composed of a declaration part (constants and type definitions, variable and routine declarations) and a compound statement that operates on the data declared. In their turn, the routine declarations are composed of a routine heading and a block to be executed when the routine is called. The block of a routine has the same structure as that of the main program [1]. It follows, from the above mentioned facts that a Pascal program is composed of blocks, each of a different level; the main program block has level 1, the blocks of the routines declared in the main program have level 2, etc. Figure 1 presents a Pascal program composed

of three levels of blocks.

But a level is not necessarily a block; new levels can also be generated by a record definition, the with statement and, in Concurrent Pascal by process, monitor and class types.

The scope of an identifier is a region of program text in which this identifier is defined and used with a single meaning; the scope consists of the block in which the identifier is introduced and of all the inner blocks in which the identifier is not re-defined; in the first block, the identifier is said to be local, and in the others, it is global.

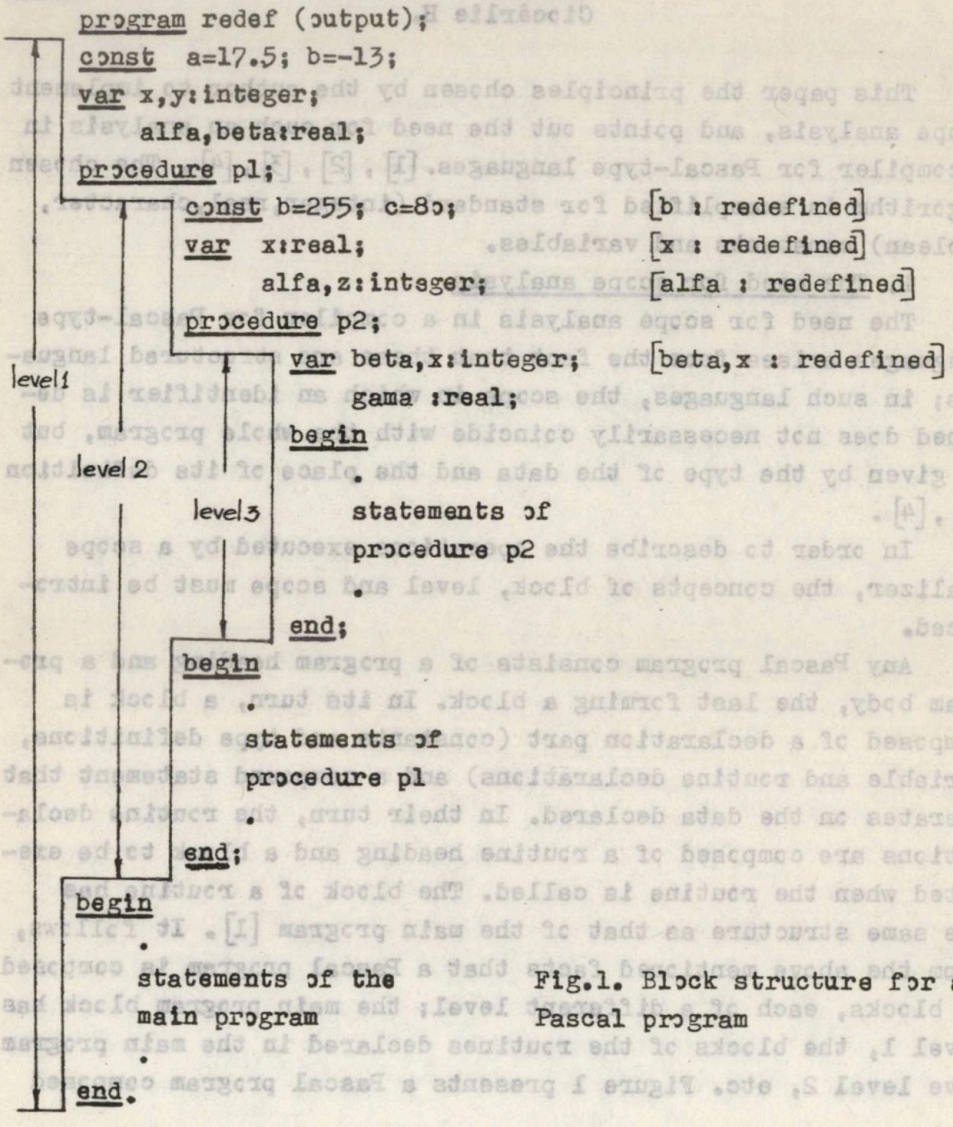


Fig.1. Block structure for a Pascal program

The identifier can, however be introduced with another meaning (redefined) in an inner block, in which case, it is suspended in that inner block [2].

Scope analysis checks the access rights of procedures, processes, monitors, classes and the with statements (i.e. whether an identifier can be used within a given context); apart from this, it replaces the attributes of an identifier, when it is re-defined.

As an identifier can only be used with a single meaning in a region of program text, scope analysis can detect possible double definitions of an identifier on the same level. It also solves the problem of recognition of the standard identifiers (standard constants, types, functions and procedures) by introducing them and their associated attributes into tables "info" and "entries" (see section 2); by this, all these identifiers can be handled as if they had been introduced on a level "0". From the moment they are introduced, the standard identifiers can be handled like all programmer's identifiers, and can even be re-defined with another meaning on any inner level.

2. The scope analysis algorithm and its data

The scope analysis algorithm is designed to allow that system types (processes monitors, classes), the with statement and also routine definitions be nested. The nesting of routine definitions was not allowed in the compilers for Concurrent and Sequential Pascal designed by P.B.Hansen [6] and represents an improvement of his scope analysis technique.

The designed scope analysis algorithm uses the following data: three tables, "info", "entries" and stack "save". The structure of these data is described, in Sequential Pascal in figure 2.

Table "info" has "infmax" rows; it contains all the identifiers of the analized program in the order of their definition, as well as all the attributes and information associated to them. When an identifier is re-defined, it is stored in another row than the suspended identifier with the same name. By this technique, table "info" stores all the information about suspended identifiers; this information will become available again after the suspended identifiers have been restored. Figure 3 a) shows table "info" and its contents for the Pascal program presented in figure 1.

Table "entries" has "codlexmax" rows. This table contains only information about those identifiers which are available in the analized context; each available identifier occupies a row. An entry of the table is a record composed of two fields:"infentry" containing the entry index in "info" for the identifier occupying the row and "level" containing the number of the level in which the identifier is defined.A row of this table is accessed by means of the lexical code attributed to the identifier occupying the row. When an identifier is re-defined, both fields of "entries" are changed to refer to the new meaning the identifier. See in figure 3 b) table "entries" for program "redef",where identifiers "b", "x", "alfa", and "beta"are redefined.

```
type
  codlex = 0..codlexmax;
  indexinf = 0..infmax;
  leveltype = 0..maxlevel;
  indexsave =0..maxsave;
  entriestype = record
                  infentry : indexinf;
                  level : leveltype
                end;
  inftype = record
              .
            end;
  savetype = record
               saveentries : codlex;
               infsave : entriestype
             end;
var
  entries : array (.codlex.) of entriestype;
  info : array (.indexinf.) of inftype;
  save : array (.indexsave.) of savetype;
  currentlevel, globallevel : leveltype;
  topsave, oldsave : indexsave;
```

Figure 2.The structure of the tables of the scope analizer

When the analizer enters a new level, new rows are completed in "entries", one for each newly introduced identifier.On leaving the level, the old structure of "entries"is restored by deleting the local identifiers and restoring information about the suspended data.This information has temporarily saved in the

"info"

(1)	a	. . .
(2)	b	. . .
(3)	x	. . .
(4)	y	. . .
(5)	alfa	. . .
(6)	beta	. . .
(7)	p1	. . .
(8)	b	. . .
(9)	c	. . .
(10)	x	. . .
(11)	alfa	. . .
(12)	z	. . .
(13)	p2	. . .
(14)	beta	. . .
(15)	x	. . .
(16)	gama	. . .
	.	.
	.	.

a)

"entries"

level 1	1	1	(a)
	~~2~~ 8	~~1~~ 2	(b)
	~~3~~ ~~13~~ 15	~~1~~ ~~2~~ 3	(x)
	4	1	(y)
	~~5~~ 11	~~1~~ 2	(alfa)
	~~6~~ 14	~~1~~ 3	(beta)
	7	1	(p1)
level 2	9	2	(c)
	12	2	(z)
	13	2	(p2)
level 3	16	3	(gama)
	.	.	
	.	.	

b)

"save"

old save (level 2)	codlex "b"	2	1
	codlex "c"	-	-
	codlex "x"	3	1
	codlex "alfa"	5	1
	codlex "z"	-	-
top save (level 2)	codlex "p2"	-	-
	codlex "beta"	6	1
old save (level 3)	codlex "x"	10	2
top save (level 3)	codlex "gama"	-	-
	.	.	.
	.	.	.

c)

Fig.3. Tables "info" and "entries" and stack "save" for program "redef"

stack "save".

This stack has "maxsave" elements, each referring to one identifier and having fields which contain: the lexical code of the identifier (field "saveentries") and the information saved from the corresponding row of table "entries" (field "infsave").

The principle of the scope analysis is the following: an identifier is present in "entries" as long as the analized program text belongs to its scope; such an algorithm requires that information about suspended identifiers should be saved and restored at proper moments and that local identifiers should be

erased from table "entries" when the analizer reaches the end of their scope.

3. Conclusions

The scope analysis algorithm described in this paper was designed by author during the implementation of the Concurrent and Sequential Pascal compilers on computer FELIX C-256. It was used in these compilers because of its advantages: the fact that nested routine definitions are accepted and that all the identifiers of a program, including the standard identifiers are uniformely treated.

The mentioned above compilers are, at present, used at the Computing Centre of the Polytechnical Institute "Traian Vuia"from Timişoara,as well as in other computing centres in the country.

REFERENCES

1. Wirth N., The programming language PASCAL, Acta Informatica, 1 No.1, 1971.
2. Jensen K.,Wirth N., Pascal, User Manual and Report, Lecture, Notes in Computer Science,Berlin,Springer Verlag,1971.
3. Hansen P.B., The Programming Language Concurrent Pascal, I.E.E.E. Trans of Software Eng.,No.2,June 1975.
4. Hansen P.B., Concurrent Pascal Introduction ,Information Science, California Institute of Technology, June 1975.
5. Ciocârlie H.,Eleş P.,Gerner A.,Ciocârlie R., Compilator pentru limbajul PASCAL , al VII-lea simpozion de Informatică şi conducere, Cluj, 1981.
6. Hansen P.B., The Concurrent Pascal compiler ,Information Science, California Institute of Technology,Pasadena, California 91125, October 1975.

Primită la redacţie la 27 martie 1982.

ANALIZOR DE DOMENIU PENTRU LIMBAJE DE TIP PASCAL

Rezumat

In lucrarea de faţă autorul prezintă un algoritm de efectuare a analizei de domeniu pentru limbaje de tip Pascal şi evidenţiază motivele pentru care o asemenea analiză este necesară. Algoritmul are avantajul tratării unitare a tuturor identificatorilor programului analizat (atît identificatorii standard cît şi cei definiţi în program).

Algoritmul prezentat a fost utilizat de autor în compilatoarele pentru limbajele Pascal, atît Secvenţial cît şi Concurent elaborate şi actualmente în exploatare la Centrul de Calcul Electronic al I.P. "Traian Vuia" din Timişoara.

Buletinul Stiinţific şi Tehnic
al
Institutului politehnic "Traian Vuia" Timişoara
Tom 27(41) ELECTROTEHNICA 1982

DIE KOPPLUNGSSTELLE DER MODULEN UC8o2, PROG-PROM MIT DEM ECAROM 8oo GERÄT

Babuţia I., Mureşan I., Proştean O.

1. Einführung

In folgenden Reihen wird man die Probleme vorstellen, die man für die Kopplungsstellen der Modulprogramme für das Rechenwerk UC-8o2 und für den Programmierer des Speichers EPROM mit der hardware Seite des Prozesskopplers ECAROM 8oo aufgelöst hat.

2. Die Kopplungsstelle des Moduls PROG-PROM/ECAROM 8oo

Der Programmierer des Speichers ist mit zwei Sockeln ausgestattet die man MASTER und COPY nennt. Wenn der EPROM in den MASTER Sockel eingeführt ist kann er nur gelesen werden und wenn er im COPY eingeführt ist kann er gelesen und eingeschrieben werden.

Der Programmierermodul vewendet den Befehl LHLD B2,B3 für lesen und SHLD B2,B3 für einschreiben.

Das Testen des Programmierermoduls muss also in der zeitspanne gemacht werden in der, der Mikroprozessrechner des Kopplers im WAIT Zustand ist. Die Autoren haben diesen Fehler durch das Koppeln des Programmierers mit dem ECAROM in der Testzeitspanne, durch Eintrittsmodulen und durch Digitalausgang beseitigt. So kann sich das Rechenwerk in der Testzeitspanne nicht blockieren.

3. Die Kopplungsstelle des Moduls UC 8o2/ECAROM 8oo

Das Rechenwerk UC8o2 ist eine verbesserte Variante des Rechenwerks von der Einrichtung ECAROM 8oo. Die Verbesserungen wurden: am Unterbrechungssystem das mit I8259 Stromkreise ausgestattet wurde ; an der Echtzeituhr die mit I8253 Stromkreise ausgestattet wurde, gemacht und durch die Einführung einer Kontrolluhr, die die Erzeugung des Signals READY prüfen muss. Wenn dieser Signal fehlt dann muss die Kontrolluhr, nach einem Abstand von 8o ms einen READY "fals" erzeugen, die Adresse die nicht den READY gesendet hat und

den Kode der Operation die den Anruf gemacht hat speichern.

Den Test des Unterbrechungssystems wird mit dem Programm IT2 gemacht. Dieser Programm leiteit die Unterbrechungnachfrage durch eine Digitalausgangsplatte EN. Der Zugang zur Unterbrechungslinie wird durch das Koppeln der Platte EN an die Dehnungsplatte INT des Unterbrechungssystems geleistet.

Die Verwendung des Moduls INT wird durch folgende Operationen gemacht: demodulieren des INT, lesen des Unterbereichträgers für die Ausgleichung der Unterbrechungen des INT die durch das Spannung anlegen entstehen, verwendung der wirklichen Unterbrechungsnachfrage. Die I8259 werden als, Eingang-Ausgangs-Träger adressiert und sie sind auf der Platte des Rechenwerks gelagert.

Den Test der Echtzeituhr wird mit dem Programm CR2 geleistet. Der Stromkreis I8253 wird wie ein Eingang-Ausgangs-Träger adressirt.Die Eingaben GATE können durch den Programm gesteuert werden.

Die Schwierigkeiten die überschritten wurden in diesem Falle waren mit den Verspätungen von einem Takt, die beim abschalten das Zählwerks durch GATE bis zu Beginn der Zälung erschienen sind, verbunden und auch damit das der Ausgang des Zählwerks mit den Linien IR des Unterbrechungssystems verbunden ist und der nur Anstiegflanken verfolgt von einem Logikniveau "1".

4. Schlussfolgerung

In dieser Arbeit stellen die Autoren die wichtigsten Aspekten die mit den Kopplungsstellungen der Programme verbunden sind vor, für die Prüfung des Rechenwerks UC8o2 und des Programmiererspeichers mit der Einrichtung ECAROM 8oo. Diese Programme stehen zurzeit in der Ausrüstung aller ECAROM 8oo Geräten. Die grösste Mehrheit der vorgeführten Lösungen sind originalle Auffassungen oder in völliger Ubereinstimmung mit den besten Weltleistungen.

LITERATUR

1. Manual de testare ECAROM8oo, IPA.TC.T., Bucureşti, 198o.
Primită la redacţie la 15 martie 1982.

INTERFATA MODULELOR UC8o2,PROGPROM CU ECHIPAMENTUL ECAROM 8oo

Rezumat

In cadrul acestei lucrări autorii prezintă aspecte legate de interfaţarea programelor pentru verificarea unităţii centrale UC 8o2 şi a programatorului de memorii cu echipamentul ECAROM 8oo. Aceste programe echipează toate echipamentele de tip ECAROM 8oo produse în ţară.

R

F 7414/E

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 27 (41) Fascicola 2

IULIE — DECEMBRIE
1982

Cititorii din străinătate se pot abona prin

I L E X I M,

Serv. Export-import presă - Press Department

str. 30 Decembrie nr. 3-5 P.O.B. 136-137

Bucharest - Romania